В. А. БАЛАГУРОВ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов электромеханических специальностей вузов

Москва «Высшая школа» 1982 г.

В. А. БАЛАГУРОВ

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов электромеханических
специальностей вузов



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1982

ББК 31.261.6
Б20
УДК 621.313.3

Рецензенты:
кафедра электрооборудования ВВИА им. Н. Е. Жуковского,
д-р техн. наук, проф. *А. Г. Здрок* (МВМИ)

Балагуров В. А.

Б20 Проектирование специальных электрических машин переменного тока: Учеб. пособие для студентов вузов. — М.: Высш. школа, 1982. — 272 с., ил.

В пер.: 80 к.

В учебном пособии изложены особенности расчета и проектирования специальных электрических машин переменного тока, широко применяющихся в различных областях техники: в автономных системах электрооборудования, передвижных электрических установках, на авиационном и автомобильном транспорте и т. д.

Дан расчет некоторых электрических машин, работающих кроме генераторного режима в двигательном режиме.

Значительное внимание уделено физическому истолкованию наиболее важных расчетных соотношений.

Предназначается для студентов электромеханических специальностей: электрических машин, электрического привода, авиационного и автотракторного электрооборудования.

Б $\frac{2302030000-119}{001(01)-82}$ 82—82

ББК 31.261.6
6П2.1.081

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время в автономных системах электрооборудования, которые устанавливаются на передвижных электрических станциях, на авиационном и автомобильным транспорте и других объектах, широкое применение находит переменный ток. Поэтому в программах курсов по проектированию электрических машин ряда электромеханических специальностей значительное место занимают вопросы, связанные с расчетом и проектированием специальных электрических машин переменного тока и прежде всего электрических генераторов.

Для автономных систем электрооборудования отличительной особенностью являются многообразие, специфичность конструкций и характеристик электрических машин, что объясняется специальными условиями эксплуатации и требованиями, которые предъявляются к ним. Применяется большое количество генераторов, отличающихся друг от друга не только конструкцией, но и принципом действия, типом магнитных систем. В последние годы широкое применение получили бесконтактные генераторы: с вращающимися выпрямителями, индукторные, магнитоэлектрические, комбинированного возбуждения, асинхронные, с внутризамкнутым магнитопроводом (сексины), каскадного типа и др.

В ряде случаев электрические машины работают в генераторном и двигательном режимах, что накладывает определенные требования к их параметрам и характеристикам. К числу таких машин относятся асинхронные, индукторные, синхронные магнитоэлектрические и др.

По проектированию специальных электрических машин переменного тока практически нет никаких учебных пособий. При изучении курса, а также при курсовом и дипломном проектировании студенты пользуются учебными пособиями по обычным электрическим машинам, в которых не описываются специальные электрические машины автономных систем электрооборудования. Так как расчеты и конструирование специальных электрических машин в зависимости от их устройства, принципа действия и методики сильно отличаются друг от друга, здесь изложены вопросы проектирования электрических машин переменного тока: с радиальным потоком, вентильных, с внутризамкнутым потоком типа сексин, индукторных и асинхронных. Вопросы теплового расчета рассматриваемых машин в учебном пособии не приведены; эти вопросы подробно рассмотрены в книге «Электроснабжение летательных аппаратов». Под ред. *Н. Т. Коробана* (Машиностроение, 1975). В учебном пособии также

не даны механические расчеты машин, так как они изложены в учебных пособиях *А. Г. Морозова* «Расчет электрических машин постоянного тока» (Высшая школа, 1977) и *Л. И. Поспелова* «Конструкции авиационных электромашин» (Энергия, 1982).

Данное учебное пособие позволит восполнить тот пробел, который имеется по курсам проектирования электрических машин для электромеханических специальностей.

При подготовке рукописи к изданию учтены ценные советы и пожелания рецензентов — коллектива соответствующей кафедры ВВИА им. Н. Е. Жуковского, д-ра техн. наук, проф. *А. Г. Здрока,* которым автор выражает глубокую признательность.

Автор

ГЛАВА 1

ПРИМЕНЕНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 1.1. ПРИМЕНЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В АВТОНОМНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

На передвижных электрических станциях, транспортных установках, на авиационном и автомобильном транспорте и на других объектах широко применяются автономные системы электроснабжения переменного тока. Внедрение этих систем объясняется рядом причин.

Энергия переменного тока универсальна — она легко подвергается различным трансформациям и преобразованиям, при этом можно получить напряжения разных уровней. Применение переменного тока позволяет выбрать напряжение бортовой сети относительно высоким — 120/220 В и выше, что снижает массу бортовой сети. Энергия переменного тока легко преобразуется в энергию постоянного тока с помощью выпрямителей, позволяет производить преобразования энергии с высоким КПД при относительно высоких температурах их нагрева — до +150° С, а в случае выпрямителей из карбида кремния — до +400° С.

Применение генераторов переменного тока позволяет обеспечить электропитание потребителей значительной мощности. В одной сборочной единице генераторы переменного тока можно выполнить на значительные мощности. Так, например, авиационные генераторы выполняются серийно на номинальную мощность $P_н$ до 120 кВ·А. Практически возможно построить генераторы номинальной мощностью 200 кВ·А и выше. Предельная же мощность авиационных генераторов постоянного тока из-за наличия щеточно-коллекторного узла не превышает 18—24 кВт.

Генераторы переменного тока имеют малую массу. Удельная масса $M_{уд}$ современных авиационных генераторов характеризуется данными, приведенными в табл. 1.1 (при частоте вращения $n = 6000 \div 8000$ об/мин).

Малые величины удельной массы этих генераторов получаются за счет выбора высокой частоты вращения и повышенных значений электромагнитных нагрузок, применения высокоэффективных систем охлаждения и использования новых материалов для магнитной цепи. Генераторы переменного тока не имеют щеточно-коллекторного узла, являющегося неотъемлемой частью генераторов постоянного тока. Применение струйной масляной системы охлажде-

Таблица 11

$P_н$, кВ·А	10	15	20	30	40	60	90	120
$M_{уд}$, кг/(кВ·А)	1,2—1,3	1,0—1,2	0,95—1,0	0,9—0,95	0,7—0,85	0,58—0,65	0,5—0,55	0,5

ния позволяет уменьшить удельную массу генератора до 0,3—0,35 кг/(кВ·А).

Такие же значения удельной массы имеют высокоскоростные генераторы с приводом от газовых трубин (с частотой вращения до 100 000 об/мин), которые устанавливаются на передвижных электрических станциях.

Масса автотракторных генераторов переменного тока в 1,8—2,5 раза меньше массы генераторов постоянного тока той же мощности и соответственно меньше расход меди и электротехнической стали.

Электрические машины переменного тока просты по конструкции и надежны в эксплуатации. Они не имеют коллектора, являющегося сложным и ненадежным элементом. Электрические машины переменного тока могут выполняться бесконтактными. В качестве бесконтактных используются следующие генераторы: с вращающимися выпрямителями, магнитоэлектрические, комбинированного возбуждения, индукторные, асинхронные, с внутризамкнутым магнитопроводом (сексины), когтеобразного типа с укороченными когтями и др. В качестве электродвигателей практически могут использоваться все указанные выше машины. Такие двигатели, как короткозамкнутые асинхронные, синхронные магнитоэлектрические с пусковой клеткой, гистерезисные, используются в приводных устройствах непосредственно без каких-либо дополнительных устройств и схем управления. Использование синхронных и индукторных машин в качестве электродвигателей связано с применением соответствующих схем управления.

Бесконтактные электрические машины переменного тока работают достаточно надежно в тяжелых условиях эксплуатации: при высоких температурах окружающей среды, в условиях разреженной и загрязненной атмосферы. В ряде случаев в специфических условиях эксплуатации возможно применение только лишь бесконтактных электрических машин.

Электрические машины переменного тока могут выполняться на большой срок службы. В случае бесконтактных электрических машин срок службы их практически определяется сроком службы подшипников.

Генераторы переменного тока имеют больший КПД, чем генераторы постоянного тока. Магнитоэлектрические машины переменного тока имеют наиболее высокий КПД, так как у них отсутствуют по-

тери на возбуждение и упрощается проблема охлаждения генераторов.

При использовании генераторов переменного тока просто решаются вопросы непосредственного питания потребителей переменного тока с номинальным напряжением сети 127 или 230 В, как, например, люминесцентные лампы, обогреватели, специальные и бытовые приборы.

С генераторами переменного тока можно проектировать более простые и надежные схемы регулирующих устройств; в частности, на автомобилях при применении силовых полупроводниковых выпрямителей отпадает необходимость применения реле обратного тока; в ряде случаев возможен отказ от ограничителей тока.

Системы электроснабжения выполняются одно- и трехфазными. В качестве основной системы выбирается более сложная трехфазная система, обеспечивающая меньшую массу генераторов и электродвигателей переменного тока, лучшие характеристики и большую надежность.

Системы электроснабжения переменного тока имеют также и определенные недостатки.

В системах стабильной частоты приходится применять специальные сложные приводы: гидромеханические, электромагнитные, от воздушных турбин.

Возникают трудности осуществления параллельной работы генераторов переменного тока, так как в этом случае требуется синфазное вращение генераторов. Система регулирования скорости, напряжения, распределения активных и реактивных мощностей получается сложной.

Асинхронные двигатели, использующиеся в различного вида приводных устройствах, потребляют значительную реактивную мощность, имеют небольшой максимальный момент. Возникают трудности в регулировании частоты вращения электродвигателей.

Для первичных двигателей (поршневых, газотурбинных) предусматриваются другие способы запуска, чем от стартер-генераторов или стартеров постоянного тока. Система запуска двигателей от стартер-генераторов переменного тока в настоящее время сложна и неэкономична.

§ 1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА, ПРИМЕНЯЕМЫХ В АВТОНОМНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

Электрические машины переменного тока (генераторы и двигатели), применяемые в автономных системах электрооборудования, можно классифицировать по ряду признаков.

По назначению машины: автотракторные, самолетные, вертолетные, для передвижных электрических станций и др.

По выходным и входным (для двигателей) параметрам: числу фаз m — однофазные, трехфазные, пятифазные, шестифазные; частоте f — 400, 500, 1000, 2000 Гц и более; напряже-

нию на выходе генераторов — линейному $U_л$ и фазному $U_ф$; выходной мощности; выходному моменту и частоте вращения (для двигателей).

По устройству магнитной цепи: с явновыраженными радиальными полюсами; с неявновыраженными радиальными полюсами турбогенераторного типа; с когтеобразными явновыраженными полюсами; с магнитными коммутаторами (индукторного типа); асинхронные; типа сексин (с радиальными и аксиальными полюсами); с укороченными когтями на роторе; с постоянными магнитами.

Первые три типа генераторов с электромагнитным возбуждением выполняются контактными, а остальные бесконтактными. Генераторы с явновыраженными радиальными полюсами с электромагнитным возбуждением изготовляются и бесконтактными, если предусматривается каскадная конструкция с вращающимися выпрямителями в цепи возбуждения.

По способу возбуждения: с независимым возбуждением при питании обмотки возбуждения от бортовой сети; с независимым возбуждением при питании от собственного возбудителя, встроенного в генератор; с самовозбуждением; с возбуждением от постоянных магнитов (магнитоэлектрические генераторы); комбинированного возбуждения (магнитоэлектрические в комбинации с электромагнитными).

По способу охлаждения: с естественным охлаждением; с самовентиляцией (на валу устанавливается вентилятор); с посторонним охлаждением; от скоростного напора встречного потока воздуха; с жидкостными системами охлаждения (конвективной, канальной, струйной); с воздушно-испарительным охлаждением; с жидкостным испарительным охлаждением; термоинерционные генераторы.

По способу выполнения: открытые, защищенные и закрытые.

По способу расположения вала: с вертикальным расположением и горизонтальным.

§ 1.3. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И КОНСТРУКЦИИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Электрические машины автономных систем электрооборудования должны удовлетворять определенным требованиям, важнейшими из которых являются: высокая надежность в работе при всех заданных условиях эксплуатации; малая масса и габариты; простота обслуживания; автономность и живучесть агрегатов (способность продолжать работу при получении повреждения); заданный срок службы; защита от радиопомех; низкая стоимость; производственные требования.

Кроме того, к специальным электрическим машинам предъявляется ряд дополнительных требований, обусловленных спецификой

работы и определяемых техническими требованиями, нормалями и ГОСТами. Например, важнейшими дополнительными требованиями для авиационных генераторов (ГОСТ 19705—74, ОСТ 100775—75) являются: синусоидальность кривой фазного и линейного напряжений, симметрия напряжений для трехфазных генераторов при несимметрии нагрузки, малый небаланс напряжений, высокая перегрузочная способность, малое время переходных процессов. Выполнение этих требований обеспечивается соответствующими значениями параметров генераторов, которые должны быть выдержаны в процессе проектирования и изготовления. Значения параметров авиационных генераторов согласно ТУ приведены в табл. 1.2 [1].

Требования к параметрам генераторов достаточно жесткие и выполнение их связано с рядом конструктивных и технологических трудностей и, как правило, с ухудшением использования.

Требование синусоидальности кривой напряжения достигается путем уменьшения обмоточных коэффициентов для высших гармоник (при этом уменьшается и обмоточный коэффициент основной гармоники и растут размеры генераторов); выбора профиля воздушного зазора, применения специальных обмоток, например четырехслойных, что усложняет технологию и ухудшает использование.

Обеспечение допустимой несимметрии и небаланса напряжений при несимметрии нагрузки требует усиления демпферной (успокоительной) обмотки, уменьшения рассеяния обмоток якоря и возбуждения для уменьшения значений сопротивления обратной Z_2 и нулевой Z_0 последовательностей, что также связано с уменьшением использования генератора. Длительная работа трехфазных генераторов при несимметричной нагрузке допускается, если токи в фазах не превышают номинального тока фазы, а их разность составляет не более 10—20%. При значительной разнице токов в фазах получаются большие потери в обмотке возбуждения от токов обратной последовательности и недопустимый нагрев обмотки возбуждения.

Требования большой перегрузочной способности заставляют выбирать большой воздушный зазор, уменьшать линейную нагрузку, принимать меры к снижению рассеяния обмоток.

Малое время переходных процессов обеспечивается путем уменьшения постоянных времени обмоток и прежде всего постоянной времени обмотки возбуждения, применения эффективной успокоительной системы.

Технические требования к вентильным генераторам (постоянного тока, бесконтактным) определяются ОСТ 100 575—73 и ОСТ 100026—72. Номинальная мощность (при напряжении $U=30$ В на зажимах генератора и частоте вращения 4000 об/мин выбирается из следующего ряда: 3, 6, 9, 12, 18 кВт. Диапазон частоты вращения генератора составляет 4000—9000 об/мин. Номинальное напряжение равняется 28,5 В. Максимальное отклонение мгновенного значения пульсирующего напряжения от среднего уровня напряжения постоянного тока в установившемся режиме при нормальной длительной нагрузке и отключенных аккумуляторных батареях не должно превышать 2 В. Генераторы должны выдерживать по-

Таблица 1.2

Параметр	Величина
Номинальная мощность $P_н$, кВ·А	8, 16, 30, 40, 60, 90, 120
Номинальное напряжение $U_ф/U_л$, В	120/208
Частота f, Гц	400±5%
Коэффициент мощности cos φ	Не менее 0,8
Частота вращения n, об/мин	6000*, 8000, 12000
Режим работы	Продолжительный
Перегрузочная способность	Полуторакратная в течение 5 мин, двукратная в течение 5 с
Коэффициент искажения формы кривой напряжения, %	Не более 8
Несимметрия нагрузки по токам фазы, %	Не более 30**
Синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси X_d^*, о. е.	Не более 2,1
Переходное синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси $X_d'^*$, о. е.	Не более 0,35
Сверхпереходное синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси $X_d''^*$, о. е.	В пределах 0,10—0,18
Сопротивление обратной последовательности X_2^*, о. е.	Не более 0,2
Сопротивление нулевой последовательности X_0^*, о. е.	Не более 0,12
Кратность установившегося тока однофазного короткого замыкания в нагретом состоянии и при номинальном возбуждении	Не менее 4,5
Кратность установившегося тока трехфазного короткого замыкания в нагретом состоянии и при номинальном возбуждении	Не менее 3,0
Постоянная времени обмотки возбуждения $T_в$, с	0,1—2,5
Степень несимметрии напряжения $\varepsilon_н$, %	Не более 4

*В технически обоснованных случаях для генераторов мощностью до 90 и 120 кВ·А допускается частота вращения 6000 об/мин

** Величина разбаланса фазовых напряжений указывается в ТУ на генератор.

луторакратную перегрузку в течение 5 мин при частоте вращения 6000 об/мин и двукратную перегрузку в течение 10 с при частоте вращения свыше 8000 об/мин. Ток установившегося короткого замыкания генераторов должен быть не менее полуторакратного номинального значения тока.

Общие требования к автотракторным электрическим машинам определяются ГОСТ 3940—71 «Электрооборудование автотракторное». Требования к качеству аттестационной продукции автомобильных генераторов переменного тока типа Г-502А определяются ГОСТ 5.1593—72.

Для непосредственного генерирования переменного тока на самолетах в основном применяются синхронные генераторы с электро-

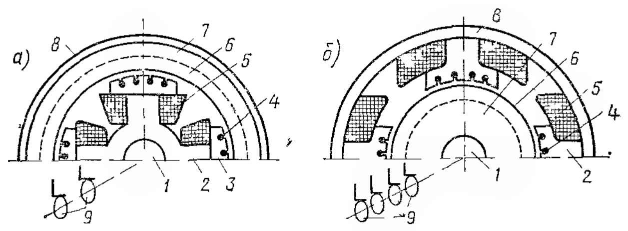


Рис. 1.1. Магнитная цепь контактных генераторов:

а — с вращающимся индуктором; *б* — с вращающимся якорем; *1* — вал; *2* — полюс индуктора; *3* — полюсный башмак, *4* — демпферная клетка; *5* — катушка обмотки возбуждения; *6* — зубчатый слой и обмотка якоря; *7* — спинка якоря, *8* — корпус, *9* — контактные кольца

магнитным возбуждением и явновыраженными полюсами. Обмотка возбуждения питается от специального возбудителя, расположенного на одном валу с генератором, или от бортовой сети постоянного тока.

Генераторы с явновыраженными полюсами изготовляются с двумя типами магнитных систем: с вращающимся индуктором (рис. 1.1, *а*) и с вращающимся якорем (рис. 1.1, *б*). Генераторы первого типа имеют конструктивную форму классической синхронной машины. Генераторы второго типа имеют магнитную систему машин постоянного тока, токосъем с якоря осуществляется с помощью контактных колец. У генераторов обоих типов обычно на полюсных башмаках размещается демпферная клетка (успокоительная обмотка).

Выбор той или другой магнитной системы зависит от мощности, тока якоря, частоты вращения генератора. Преимущество системы с вращающимся индуктором — наличие только двух скользящих контактов с малыми размерами контактных колец. Это имеет решающее значение при проектировании относительно мощных синхронных генераторов, так как осуществить токосъем больших токов якоря при размещении обмотки якоря на роторе довольно трудно. При расположении обмотки якоря на статоре условия охлаждения генератора более благоприятные, чем при расположении ее на роторе.

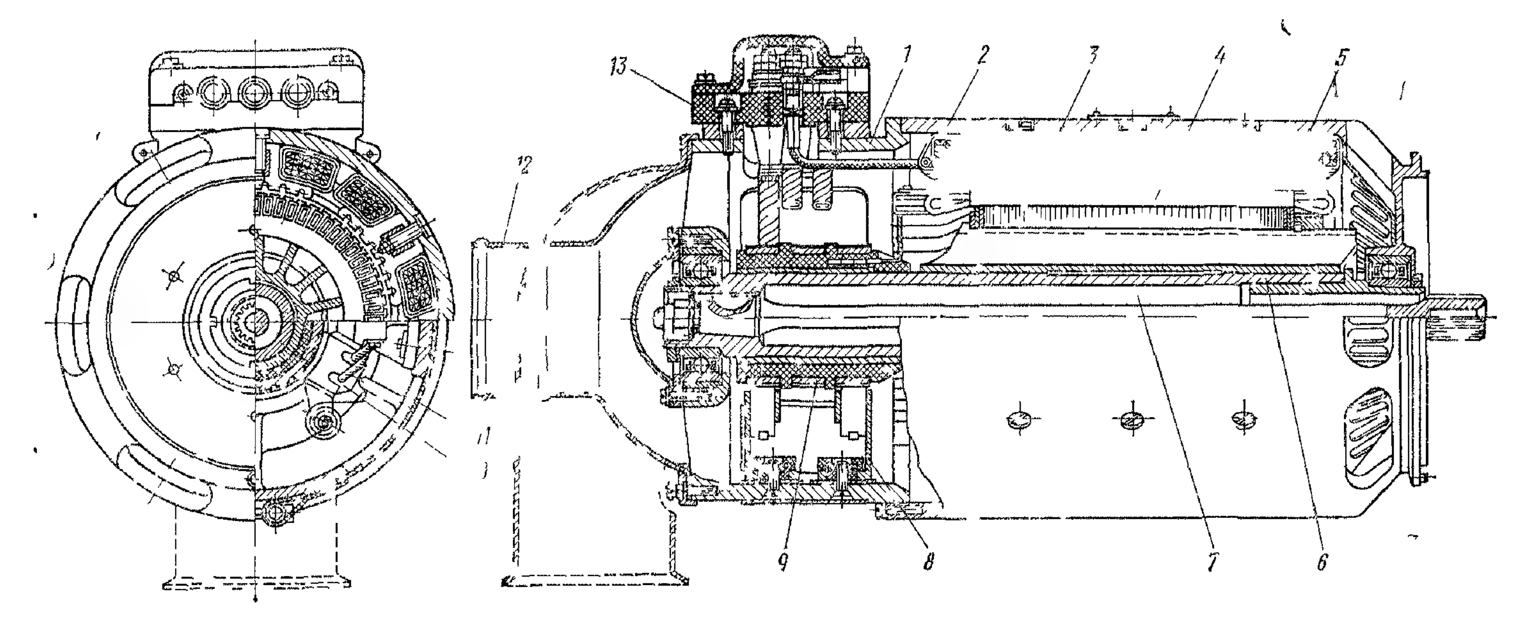


Рис. 1 2 Общий вид генераторов типа СГО-30 и СГО-30У:

1 — щит, *2* — корпус, *3* — полюс, *4* — обмотка ротора *5* — катушка возбуждения, *6* — полый вал, *7* — гибкий вал *8* — щеткодержатель, *9* — кольцо контактное, *10* — щетка, *11* — защитная лента, *12* — патрубок, *13* — клеммная коробка

В генераторах с вращающимся якорем активные и конструктивные материалы используются лучше, чем в генераторах с вращающимся индуктором. Корпус генератора одновременно является и магнитопроводом. Поэтому эти генераторы при небольшой мощности (до 30 кВ·А) имеют конструктивную массу примерно на 15% меньше, чем генераторы с вращающимся индуктором той же мощности, и меньший наружный диаметр. При большей мощности эти преимущества утрачиваются. За счет колец при больших токах

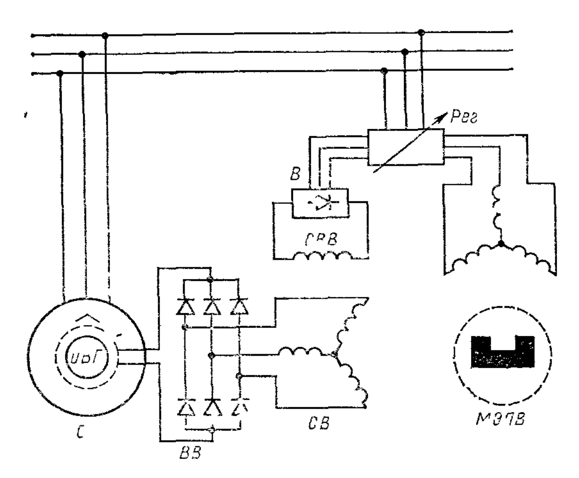


Рис 1 3 Схема синхронного генератора с вращающимися выпрямителями

СГ — синхронный генератор трехфазный основной, *ОВГ* — обмотка возбуждения основного генератора *СВ* — синхронный возбудитель трехфазный, *ОВВ* — обмотка возбуждения возбудителя, *МЭПВ* — магнитоэлектрический подвозбудитель трехфазный, *Рег* — регулятор, *В* — выпрямитель в цепи подвозбудителя, *ВВ* — вращающийся выпрямитель в цепи якоря синхронного возбудителя

сильно возрастают аксиальные размеры генератора, уменьшается надежность работы контактного устройства.

Для авиационных систем электроснабжения отечественной электропромышленностью выпускаются синхронные генераторы трехфазного и однофазного тока. Трехфазные контактные генераторы типа СГС выпускаются мощностью 7,5, 30; 40; 90 кВ·А с линейным напряжением 120, 208, 360 В с переменной и стабилизированной частотой.

Авиационные однофазные генераторы выполняются на базе трехфазных. Однофазное питание осуществляется от двух фаз путем включения потребителей на любые две из трех клемм обмотки якоря. В случае соединения обмоток якоря в звезду третья фаза не используется. В настоящее время находят применение однофазные генераторы типа СГО на мощности 8, 12 и 30 кВ·А.

На рис. 1.2 в качестве типовой приведена конструкция генераторов СГО-30 и СГО-30У [1], предназначенных для питания током переменной частоты однофазной бортовой сети самолета. Потреби-

тели подключаются к любым двум из трех клемм обмотки переменного тока.

Выбор той или другой магнитной системы и конструкции генератора зависит от способа возбуждения при возбуждении генератора от собственного возбудителя переменного тока через вращающиеся выпрямители всегда выбирается магнитная система с вра-

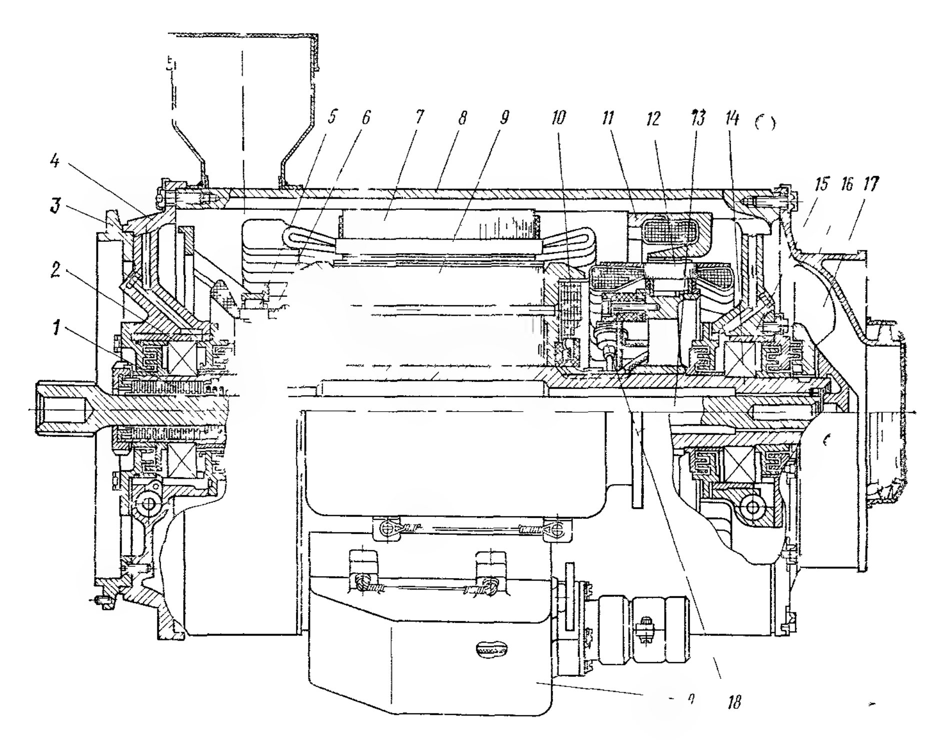


Рис 1 4 Продольный разрез генератора типа ГТ60·

1 — фрикционная муфта, *2* — подшипник передний *3* — фланец, *4* — крышка передняя; *5* — статор подвозбудителя (якорь), *6* — ротор подвозбудителя (магнит), *7* — якорь генератора, *8* — корпус, *9* — индуктор генератора, *10* — обмотка индуктора, *11* — статор возбудителя (индуктор), *12* — ротор возбудителя (якорь), *13* — гибкий вал, *14* — полый вал, *15* — подшипник задний, *16* — крышка задняя, *17* — вентилятор, *18* — вращающийся выпрямитель, *19* — клеммная коробка

щающимся индуктором. Конструкция генератора получается бесконтактной.

Синхронный генератор с вращающимися выпрямителями (рис. 1.3) представляет собой каскадную схему, состоящую из трех электрических машин· основного генератора *СГ* с вращающимся явнополюсным индуктором классического типа, синхронного возбудителя *СВ* с вращающимся якорем и с полюсами (когтеобразного или радиального типа) на статоре, трехфазного магнитоэлектрического подвозбудителя *МЭПВ*. Роторы всех трех машин находятся на одном валу Питание обмотки возбуждения основного генератора происходит от трехфазного возбудителя через вращающийся выпря-

митель *ВВ*. Регулирование напряжения производится с помощью регулятора *Рег* в цепи обмотки возбуждения возбудителя. Обмотка возбуждения возбудителя питается от подвозбудителя через выпрямитель *В*

Генераторы с вращающимися выпрямителями характеризуются высоким использованием материалов, надежностью возбуждения, имеют малую массу и габариты, обладают большой перегрузочной

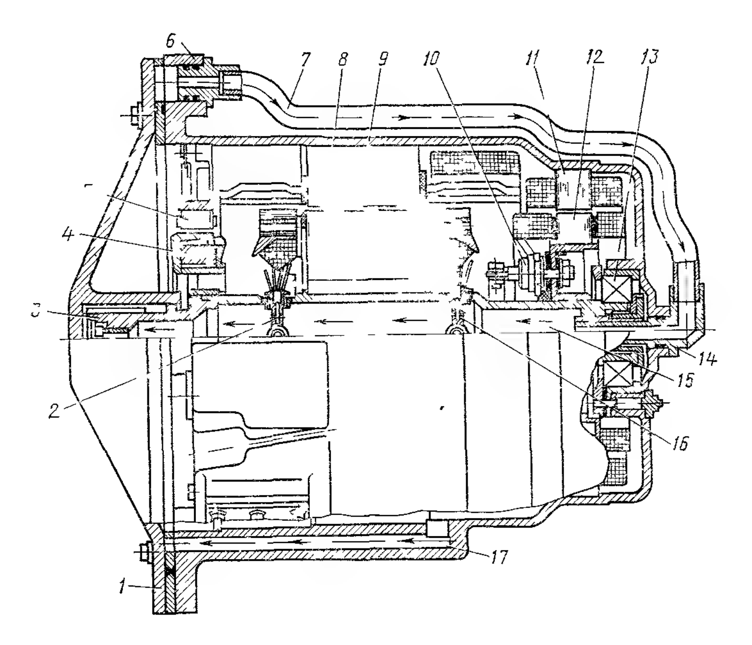


Рис 1 5. Генератор переменного тока с вращающимися выпрямителями и распылительным масляным охлаждением

1 — крышка *2, 16* — форсунки, *3* — хвостовик полого вала, *4* — индуктор подвозбудителя, *5* — якорь подвозбудителя, *6* — монтажный фланец, *7* — маслопровод, *8* — индуктор генератора, *9* — якорь генератора *10* — вращающиеся выпрямители возбудителя, *11* — индуктор возбудителя, *12* — якорь возбудителя, *13* — подшипник, *14* — штуцер, *15* — полый вал, *17* — канал для сброса масла из правой половины генератора

способностью, позволяют обеспечить хорошую форму кривой напряжения. Эти генераторы находят широкое применение на самолетах; они выпускаются мощностью 8, 16, 30, 40, 60, 90, 120 кВ·А (серия ГТ).

На рис. 1.4 представлен продольный разрез генератора с вращающимися выпрямителями мощностью 60 кВ·А [1]. Генератор имеет воздушное охлаждение от встречного потока воздуха Все три каскада — основной генератор, возбудитель и подвозбудитель — конструктивно объединены.

На рис. 1.5 представлен продольный разрез генератора с вращающимися выпрямителями и с распылительным масляным охлаждением [1]. Генератор конструктивно объединен с гидроприводом.

Применение эффективной системы охлаждения и новых материалов магнитопровода позволило значительно уменьшить массу генератора.

К недостаткам генераторов с вращающимися выпрямителями следует отнести сложность конструкции, наличие вращающихся выпрямителей.

Рис. 1.6. Магнитная цепь генератора с когтеобразным ротором.

1 — вал; *2* — полюсная шайба (фланец), *3* — полюс, *4* — спинка якоря, *5* — корпус, *6* — зубцовый слой и обмотка якоря, *7* — обмотка возбуждения, *8* — контактные кольца

На автомобилях широкое применение нашли контактные генераторы переменного тока с когтеобразными роторами (рис. 1.6), имеющие относительно небольшую мощность — от 250 Вт до 2—3 кВт. Такие генераторы проще по конструкции и технологичнее, чем генераторы с радиальными явновыраженными полюсами. Расход меди на обмотку возбуждения в несколько раз меньше, чем в генераторах с радиальными полюсами, и меньше потери мощности на возбуждение.

Недостатками генераторов с когтеобразными роторами являются значительные рассеяния магнитного

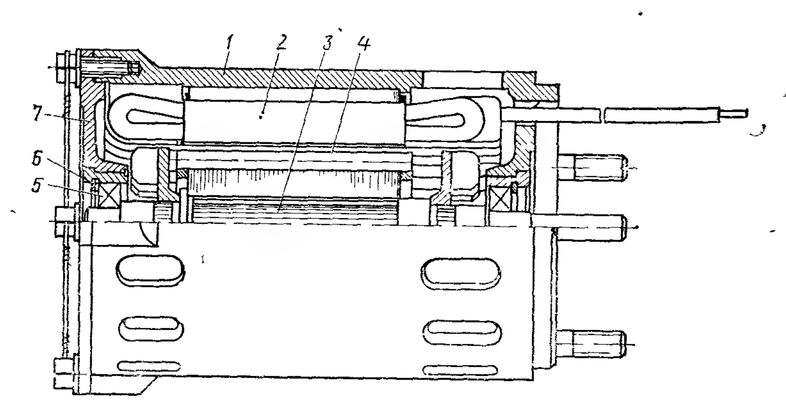


Рис. 1.7. Продольный разрез короткозамкнутого асинхронного двигателя:

1 — корпус-монолит, *2* — якорь; *3* — вал; *4* — обмотка ротора, *5* — передний подшипник, *6* — задний подшипник, *7* — крышка

потока полюсов, меньшая перегрузочная способность и бо́льшая удельная масса по сравнению с генераторами с радиальными полюсами.

В автономных системах электроснабжения в настоящее время широко применяются бесконтактные генераторы переменного тока: асинхронные, индукторные, с внутризамкнутым магнитопроводом (типа сексин), с постоянными магнитами и др. В основном эти ге-

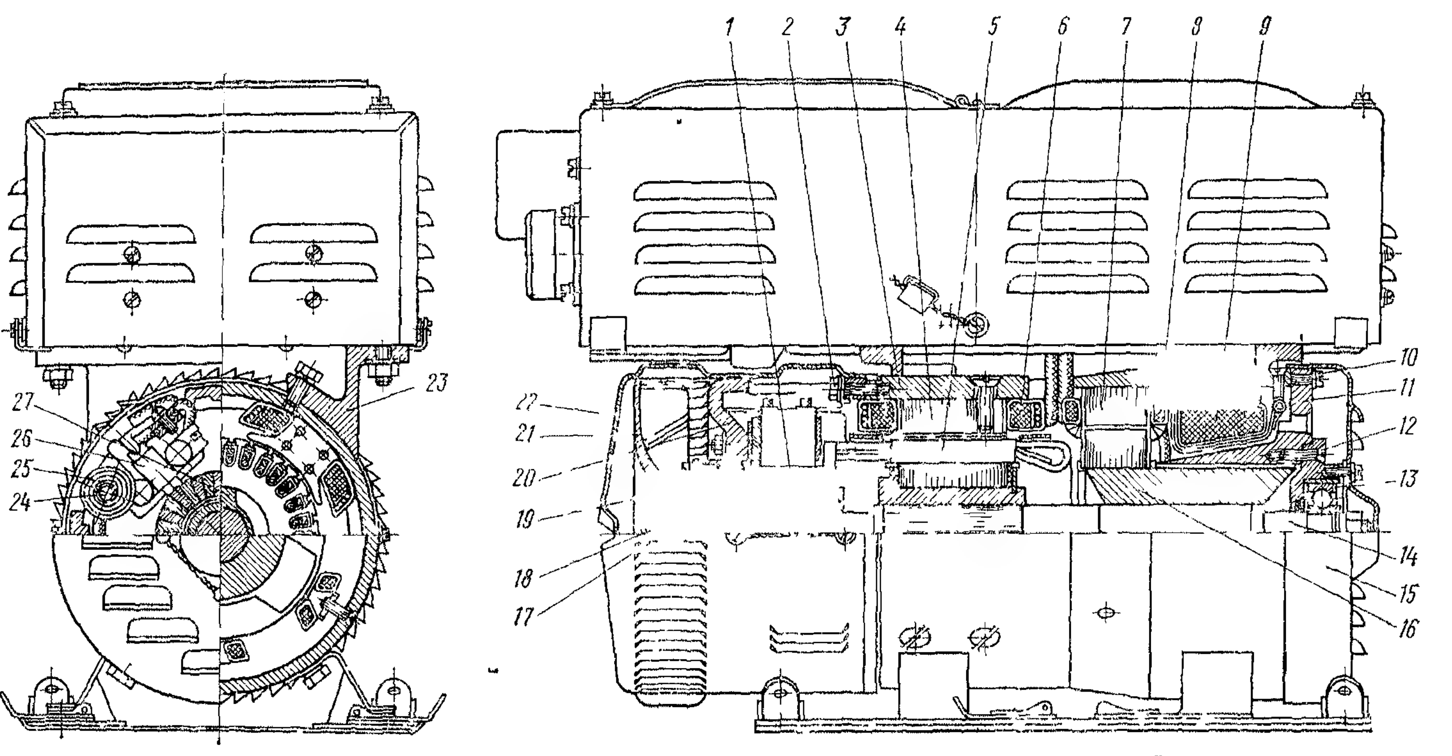


Рис 1 8 Общий вид преобразователя постоянного тока в переменный

1 — коллектор *2* — винт *3* — корпус монолит *4* — статор двигателя, *5* — якорь, *6* — обмотка возбуждения двигателя, *7* — статор генератора, *8* — обмотка якоря генератора, *9* — обмотка возбуждения генератора, *10* — винт, *11* — фланцевый щит генератора *12* — винт, *13* — подшипник, *14* — вал, *15* — колпак (со стороны генератора), *16* — ротор генератора, *17* — шпонка, *18* — гайка, *19* — фланец подшипника, *20* — коллекторный щит, *21* — вентилятор, *22* — колпак вентилятора, *23* — подставка коробки, *24* — палец пластины щеткодержателя, *25* — щеточная пружина, *26* — втулка, *27* — втулка алюминиевая

нераторы небольшой мощности с частотой 400—6000 Гц; они используются в системах электроснабжения как основные и вспомогательные источники переменного тока.

Асинхронные машины просты по конструкции (рис. 1.7) и дешевы; позволяют осуществить параллельную работу без каких-либо синхронизирующих устройств и автоматический переход из генераторного режима в двигательный и наоборот; имеют относительно небольшую массу. Недостатки асинхронных генераторов — они потребляют большой намагничивающий ток, имеют малую перегрузочную способность и низкий КПД; из-за больших потерь мощности усложняется их охлаждение, что в ряде случаев является главным. Область применения асинхронных генераторов — это автономные системы электрооборудования, где требуется надежный источник питания небольшой мощности для работы на постоянную нагрузку в течение короткого времени, а также для работы в генераторном и двигательном режимах.

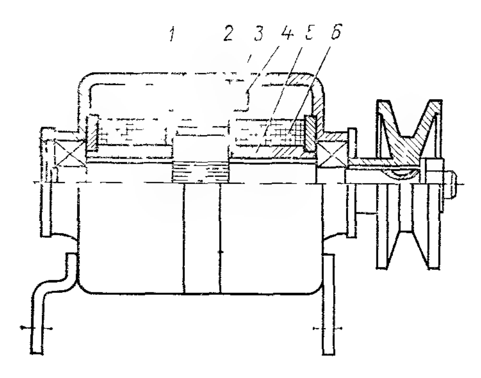


Рис. 1.9. Конструктивная схема тракторного генератора Г-304:

1 — пакет статора, *2* — ротор; *3* — штампованная стальная крышка, *4* — обмотка якоря (медь), *5* — втулка под обмоткой возбуждения, *6* — обмотка возбуждения (алюминий)

Индукторные генераторы как основные источники применяются на транспортных установках (передвижные электростанции с приводом от газовых турбин, тракторы и др.), для питания импульсных установок, для тяжелых условий работы (высокие температуры, загрязненная атмосфера); как вспомогательные источники питания — в преобразователях постоянного тока в переменный (рис. 1.8), переменного тока обычной частоты в переменный ток повышенной частоты, в системах автоматического регулирования частоты.

Применение индукторных генераторов на тракторах (рис. 1.9) объясняется требованиями простоты конструкции и технологичности изготовления, надежности в работе при тяжелых условиях эксплуатации (загрязненная атмосфера, высокие температуры), низкой стоимости. Хотя использование магнитного потока, как известно [1], в них хуже, чем в ранее рассмотренных генераторах со знакопеременным потоком, в требуемом для тракторов диапазоне мощностей они позволяют создать достаточно использованные и значительно более простые и технологичные, а поэтому и более экономичные и надежные конструкции.

В СССР разработана серия бесконтактных тракторных индукторных генераторов: Г-302Б, Г-304-1, Г-305. Генераторы Г-304 и Г-305 имеют двустороннее электромагнитное возбуждение, а генератор Г-302Б — одностороннее.

Генераторы типа сексин, являясь бесконтактными, имеют определенные преимущества: надежны, легко выдерживают высокие температуры нагрева, допускают большие окружные скорости, превышающие 100 м/с; требуют малой мощности на регулирование, что особенно заметно при большом числе полюсов, и малого расхода меди на обмотку возбуждения, так как обмотка кольцевая и охватывает все полюсы. К недостаткам сексинов следует отнести: значительная масса (на 15—30% выше, чем у обычных явнополюсных генераторов); большие рассеяния магнитного потока полюсов; низкая перегрузочная способность; сложность конструкции. Поэтому сексины разрабатываются на небольшие мощности (3—10 кВ·А). Они применяются там, где тяжелые условия работы.

§ 1.4. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ДЛЯ АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

Особенности проектирования электрических машин переменного тока для автономных систем электрооборудования определяются рядом факторов: назначением, условиями применения, техническими требованиями, технологическими и экономическими факторами. Назначение и условия применения предопределяют выбор типа машин, конструкции и системы охлаждения.

Важнейшими задачами, тесно связанными между собой в области проектирования генераторов для летательных аппаратов, являются: увеличение надежности при всех условиях эксплуатации, уменьшение массы машин и всего электрооборудования, увеличение срока службы. В целях увеличения надежности электрические машины, как правило, выполняются бесконтактными. Требования обеспечения заданного теплового режима генераторов и малой массы определяют выбор соответствующей системы охлаждения, конструкционных, магнитных и изоляционных материалов. Высокие температуры забортного воздуха при больших скоростях полета самолета сузили область применения воздушной системы охлаждения от скоростного напора. Поэтому находят применение масляные системы охлаждения, в том числе и весьма эффективные струйные (с распылением масла).

Для автотракторных машин удовлетворить требования высокой работоспособности и надежности, заданного срока службы и низкой стоимости системы электрооборудования возможно только лишь с применением в качестве источников питания генераторов переменного тока с полупроводниковыми выпрямителями.

Характерной особенностью проектирования описываемых машин является системный подход. При оптимизации этих машин рассматриваются характеристики системы в целом, а не одной машины. Так, например, при проектировании генераторов характеристики массы рассматриваются всей генераторной установки в целом: генератора, регулятора и других элементов системы. Для электро-

приводных установок учитываются характеристики не только двигателей, но и схемы управления и регулирования.

Для электрических генераторов, устанавливаемых на транспортных машинах с приводом от первичных двигателей, характерным является переменная частота вращения, что накладывает определенные требования к проектированию этих генераторов. В частности, должно быть обеспечено постоянство регулируемого напряжения в заданном диапазоне изменения частоты вращения и нагрузки. Необходимость обеспечения нормальной работы генераторной установки на низких частотах вращения приводит к значительному утяжелению ее. То же относится и к электродвигателям, которые могут работать с переменной частотой вращения.

Для обеспечения характеристик системы электрооборудования, заданных техническими условиями, требуется, чтобы электрические генераторы и двигатели имели определенные параметры. Так, например, заданная перегрузочная способность синхронных генераторов предопределяет выбор величины воздушного зазора, кратности тока короткого замыкания, электромагнитных нагрузок. Заданная величина пульсаций выпрямленного напряжения для вентильных генераторов предопределяет выбор числа фаз, схем выпрямления, числа полюсов индуктора, числа витков в фазе, демпферной клетки с определенными параметрами.

Для электрических машин автономных систем электрооборудования характерным является разнообразие применяемых магнитных систем и конструкций, что объясняется разнообразием областей применения и технических требований. Каждая из магнитных систем и конструкций рассматриваемых машин требует индивидуального подхода к проектированию и соответствующих методик расчета.

ГЛАВА 2

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С РАДИАЛЬНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ

§ 2.1. ЗАДАЧИ И ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ

Проектирование электрических генераторов представляет собой сложную задачу и аналитически неопределенную. Для ее решения используют не только известные теоретические и расчетные соотношения, но и опытные данные и практические рекомендации, зависящие от назначения генератора и условий его применения. Для оптимального решения необходим расчет ряда вариантов генератора. Важнейшей задачей проектирования электрических генераторов для автономных систем электроснабжения является создание генераторов минимальной массы, высокой надежности, экономичных в работе, простых и дешевых в изготовлении.

Для проектирования генератора необходимо иметь техническое задание, в котором указываются: мощность P, линейное $U_л$ или фазное $U_ф$ напряжение, число фаз m, частота f, частота вращения n, коэффициент мощности $\cos\varphi$, перегрузочная способность генератора, режим работы (длительный, кратковременный), срок службы, надежность, масса. Последние три параметра являются условными показателями — имеют односторонний предел, т. е. генераторы должны иметь срок службы и надежность не менее, а массу не более заданных величин. Кроме этого, задаются особые технические условия, как, например, форма кривой напряжения, наличие демпферной (успокоительной) клетки, отношение короткого замыкания (ОКЗ), маховый момент, допустимая несимметрия нагрузки и др.

Проектируемый генератор должен удовлетворять требованиям, установленным нормалями для данного класса машин. В этих нормалях помимо установленных параметров указываются условия эксплуатации: высотность, давление, температура окружающей среды, влажность воздуха, вибрационные и ударные нагрузки, линейные ускорения, сроки хранения и эксплуатации.

Первым этапом проектирования является составление эскизного проекта, в котором устанавливаются основные параметры и разме-

ры элементов машины, технологические направления и даются технико-экономические обоснования. Эскизное проектирование базируется на электромагнитном, тепловом, вентиляционном и механическом расчетах генератора.

Второй этап — техническое проектирование: составление рабочих чертежей, изготовление и испытание опытных образцов, корректировка расчетов по опытным данным, технико-экономическое обоснование конструкции.

Третий этап проектирования — уточнение рабочих чертежей, детальная разработка технологического процесса и оснащения производства.

Эскизное проектирование, являющееся основой изготовления генераторов, включает в себя следующие этапы:

1. Анализ технического задания с точки зрения выбора направления решения задачи с учетом технических условий эксплуатации, привода и размещения генератора на двигателе.

2. Выбор типа генератора и его конструкции. Типом генератора называется совокупность всех данных, которые определяют особенности конструкции магнитной цепи; быстроходность; форму исполнения — горизонтальная, вертикальная, наклонная; привод (муфта, гибкий валик); крепление; охлаждение; исполнение (защищенное, герметизированное, открытое).

3. Определение главных размеров — диаметра расточки и длины якоря, а также воздушного зазора. Величина рабочего воздушного зазора относится к главным размерам генератора, так как воздушный зазор оказывает сильное влияние на параметры и характеристики генератора.

4. Проектирование обмотки якоря — выбор типа обмотки, числа пазов на полюс и фазу, формы паза; определение числа витков в фазе и сечения провода; выбор марки провода и изоляционных материалов; укладка проводников в пазу и составление электрической схемы обмотки якоря; подсчет параметров обмотки якоря.

5. Предварительное определение размеров полюсной системы.

6. Составление эскиза магнитной цепи и ее поверочный расчет.

7. Проектирование обмотки возбуждения.

8. Расчет и построение характеристик генератора — холостого хода, внешних и регулировочных; подсчет потерь и определение КПД для разных нагрузок.

9. Оптимизация параметров генератора (на минимум массы и стоимости, максимум КПД в заданных габаритах и на другие характеристики в зависимости от технического задания).

10. Составление эскиза конструкции генератора.

11. Расчет системы охлаждения и определение перегревов.

12. Механические расчеты вала, подшипников, вращающихся частей машины, корпуса и креплений.

13. Технико-экономические расчеты.

14. Расчет надежности.

§ 2.2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ ГЕНЕРАТОРОВ

Главными размерами электрической машины являются диаметр якоря D, его длина l и величина воздушного зазора δ. По величинам D и l определяют размеры и конструкцию всех элементов машины: полюсов, внешний диаметр статора, размеры вала, подшипниковых щитов и др. Они также влияют на характеристики массы, технико-экономические, производственные и эксплуатационные характеристики, надежность машины. Поэтому определение главных размеров D, l и δ следует рассматривать как важнейший этап в проектировании генераторов.

Для определения главных размеров генераторов переменного тока пользуются известным выражением для машинной постоянной

$$D^2 l_i n / P' = 6{,}1 \cdot 10^7 / (\alpha_i k_ф k_о A B_\delta) = C_А, \qquad (2.1)$$

или

$$D^2 l_i = 6{,}1 \cdot 10^7 P' / (\alpha_i k_ф k_о A B_\delta n), \qquad (2.2)$$

где C_A — машинная постоянная Арнольда; D — диаметр якоря, см; l_i — расчетная длина якоря, см; P' — расчетная мощность, кВ·А; α_i — расчетный коэффициент полюсного перекрытия; $k_ф$ — коэффициент формы кривой поля; $k_о$ — обмоточный коэффициент; A — линейная нагрузка, А/см; B_δ — индукция в воздушном зазоре, Тл; n — минимальная частота вращения ротора, об/мин.

Из всех величин, стоящих в правой части равенства (2.2), известной является частота вращения n и легко подсчитываемая расчетная мощность P'. Остальными величинами приходится задаваться исходя из опыта практики. Если скорость генератора переменная, то за расчетную частоту вращения при определении его главных размеров выбирают минимальную.

Расчетная мощность генератора

$$P' = k_E P_н, \qquad (2.3)$$

где $P_н$ — номинальная мощность генератора, кВ·А; $k_E = E_i / U_н$ — коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения в генераторе; E_i — внутренняя ЭДС якоря.

Значение коэффициента k_E можно определить аналитически

$$k_E = \sqrt{\cos^2 \varphi_н + (\sin \varphi_н + X_s^*)^2}, \qquad (2.4)$$

где $\cos \varphi_н$ — коэффициент мощности при номинальной нагрузке; $X_s^* \approx 0{,}06 \div 0{,}15$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря, относительные единицы (о. е.).

Коэффициент k_E является функцией мощности генератора. Значения коэффициента k_E применительно к авиационным генераторам приведены в табл. 2.1.

Расчетный коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_i = b_i / \tau$ является функцией конструктивного коэффициента полюсного перекры-

Таблица 21

Параметры	Генератор для преобразователей					
Мощность $P_н$, кВ·А	0,5	1,0	3,0	5,0	7,5	10
Коэффициент k_E	1,1	1,105	1,095	1,085	1,07	1,055

Продолжение табл. 2.1

Параметры	Генератор для основных систем электроснабжения							
Мощность $P_н$, кВ·А	5	10	15	30	50	60	90	100
Коэффициент k_E	1,12	1,118	1,115	1,105	1,10	1,095	1,075	1,07

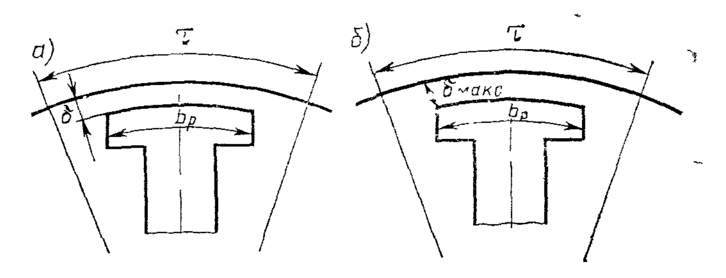


Рис. 2.1. Полюсный башмак при равномерном (*а*) и неравномерном (*б*) воздушном зазоре

тия $\alpha_p = b_p/\tau$ и отношения минимального воздушного зазора δ к максимальному $\delta_{макс}$ (рис. 2.1):

$$\alpha_i = \alpha_p k_\alpha + 4/\{\delta/\tau + [6\delta_{макс}/(1-\alpha_p)\delta]\}, \qquad (2.5)$$

где $k_\alpha = f(\delta_{макс}/\delta)$ — расчетный коэффициент, определяемый из табл. 2.2.

Таблица 22

$\delta_{макс}/\delta$	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
k_α	1,0	0,85	0,77	0,71	0,66

При одинаковом воздушном зазоре, когда $\delta = \delta_{макс}$,

$$\alpha_i = \alpha_p + 4/\{\tau/\delta + [6/(1-\alpha_p)]\}. \qquad (2.6)$$

Длина полюсной дуги b_p, как и отношение $\delta_{макс}/\delta$, влияет на форму поля. Величина α_p выбирается в пределах $(0,55 \div 0,80)\tau$. Меньшие значения обычно берутся для небольших диаметров и чисел полюсов. С увеличением длины полюсной дуги возрастает рассеяние полюсов. При числе полюсов $2p \geqslant 6$ длину полюсной дуги практически можно считать равной длине хорды. Коэффициент α_p является функцией числа полюсов и может быть выбран согласно данным табл. 2.3.

Таблица 2.3

p	2	3	4	5	6
α_p	0,65	0,68	0,72	0,75	0,78

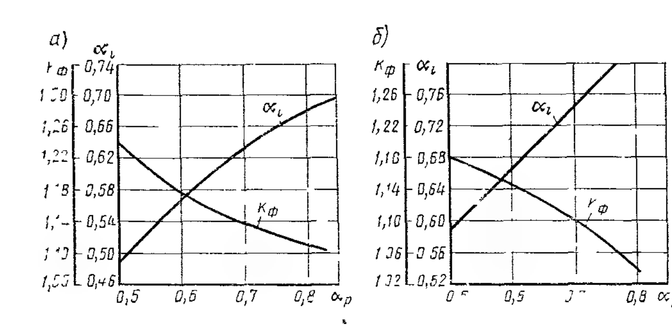


Рис. 2.2. Кривые расчетного коэффициента полюсного перекрытия α_i и коэффициента формы поля $k_ф$ в зависимости от $\alpha_p = b_p/\tau$ для неравномерного (*а*) и равномерного (*б*) воздушного зазора

При выборе α_p необходимо соблюдать условие, чтобы величина b_p/t_z (t_z — зубцовое деление якоря) была целым числом.

Для предварительного определения значений α_i можно воспользоваться кривыми (рис. 2.2), которые построены по кривым поля (синусоидального).

Известны также эмпирические формулы для подсчета α_i:

а) при равномерном воздушном зазоре

$$\alpha_i = 0,485 + 0,4\alpha_p; \qquad (2.7)$$

б) при неравномерном воздушном зазоре

$$\alpha_i = 0,3 + 0,4\alpha_p. \qquad (2.8)$$

Коэффициент формы поля $k_ф$ является функцией $\alpha_p = b_p/\tau$ и отношения $\delta_{макс}/\delta$. Значения коэффициента $k_ф$ предварительно можно выбрать по кривым (рис. 2.2). При синусоидальной форме поля $k_ф = 1,11$.

Обмоточный коэффициент $k_о$ равняется произведению трех коэффициентов: укорочения $k_у$, распределения $k_р$ и скоса $k_{ск}$:

$$k_о = k_у k_р k_{ск}. \quad (2.9)$$

Коэффициент укорочения $k_у$ учитывает уменьшение охватываемого обмоткой потока вследствие уменьшения шага и поэтому его можно рассматривать как отношение ЭДС генератора с укороченным шагом к ЭДС такого же генератора с полным шагом. Численно коэффициент укорочения для первой гармонической определяется выражением

$$k_у = \sin(y/\tau)(\pi/2), \quad (2.10)$$

где y — шаг обмотки.

Коэффициент распределения $k_р$ учитывает уменьшение ЭДС обмотки якоря вследствие ее распределения по пазам. Коэффициент $k_р$ представляет собой отношение геометрической суммы ЭДС катушек в фазе к арифметической сумме тех же ЭДС и для первой гармонической трехфазной обмотки численно его можно подсчитать по формуле

$$k_p = [\sin(\pi/2m)]/[q \sin(\pi/2qm)], \quad (2.11)$$

где q — число пазов на полюс и фазу.

При $m=3$

$$k_p = \sin 30°/[q \sin(30°/q)] = 0{,}5/[q \sin(30°/q)]. \quad (2.11а)$$

Величину коэффициента распределения для первой гармонической трехфазной обмотки $k_р$ в зависимости от числа пазов на полюс и фазу q можно определить по табл. 2.4.

Таблица 24

q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$k_р$	1	0,966	0,960	0,958	0,957	0,956	0,956	0,956	0,956	0,955	0,955

Для однофазных обмоток, у которых из полного числа на полюс $Q = Z/2p$ занято обмоткой лишь q_1 пазов, коэффициент распределения вычисляется по формуле (2.12) или определяется по табл. 2.5:

$$k_р = [\sin(q_1\pi/2Q)]/[q_1 \sin(\pi/2Q)]. \quad (2.12)$$

Коэффициент скоса $k_{ск}$ учитывает уменьшение ЭДС обмотки вследствие скоса пазов. Численно коэффициент скоса $k_{ск}$ определяется по формуле

$$k_{ск} = [2 \sin(\alpha/2)]/\alpha, \quad (2.13)$$

где α — центральный угол скоса, рад.

Коэффициент скоса обычно близок к единице. Так как в начале расчета значения этих коэффициентов неизвестны, то обмоточ-

Таблица 2.5

Q	3	6	9	12	15	16
q_1	2	4	6	8	10	12
k_p	0,866	0,837	0,831	0,829	0,828	0,827

ным коэффициентом k_0 приходится предварительно задаваться. Для трехфазной двухслойной обмотки с шагом $y \approx 0{,}8\tau$ (наиболее характерны для авиационных генераторов) можно принять $k_0 = 0{,}92$. Для однофазной однослойной обмотки можно принять $k_0 = 0{,}76$.

Электромагнитные нагрузки — линейная нагрузка A и индукция в воздушном зазоре B_δ — сильно влияют на размеры генератора. Как следует из основного расчетного уравнения (2.2), увеличение произведения AB_δ, характеризующего электромагнитную мощность, приводит к уменьшению размеров якоря. Однако увеличение произведения AB_δ ограничивается тем, что начиная с некоторого его значения ухудшаются характеристики генератора (перегрузочная способность, КПД), возрастают перегревы, а также внешние размеры и масса генератора. Так как техническими условиями и нормалями задаются определенные значения параметров генератора, то не безразличным является выбор соотношения между A и B_δ в произведении AB_δ.

Выбор больших значений линейной нагрузки A ограничивается тем, что с возрастанием величины A увеличивается число витков в фазе $w_ф$. Исходя из условий размещения обмотки якоря в пазах, приходится увеличивать в ней плотность тока. В результате этого возрастают потери в меди, перегревы генератора, МДС реакции якоря и размеры обмотки возбуждения, синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси X_d и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря X_s. Характеристики генератора ухудшаются: снижаются КПД, ток короткого замыкания, перегрузочная способность. Увеличение X_d ухудшает условия регулирования напряжения, так как внешняя характеристика (из-за увеличения падения напряжения в якоре) получается крутопадающей (рис. 2.3); затрудняются условия параллельной работы генераторов. При больших выбранных значениях A может быть то, что генератор не отдаст требуемой мощности или обмотку якоря нельзя разместить при данном диаметре. Исследования показывают, что при оптимизации генераторов на минимум массы имеется оптимальное значение A (рис. 2.4), при котором удельная масса минимальна. Практически выбрать $A = A_{опт}$ не представляется возможным из-за чрезмерно больших перегревов.

Выбор величины линейной нагрузки A зависит от условий применения, мощности и заданных параметров генератора, конструктивного выполнения, системы охлаждения.

Рекомендуемые ориентировочные значения линейных нагрузок A для трехфазных генераторов частотой $f=400$ Гц с продувом от скоростного напора и масляными системами охлаждения, высотностью $H=18$ км и температурой окружающего воздуха $\vartheta_{окр}=+50°\div-60°$ С приведены в табл. 2.6 и 2.7.

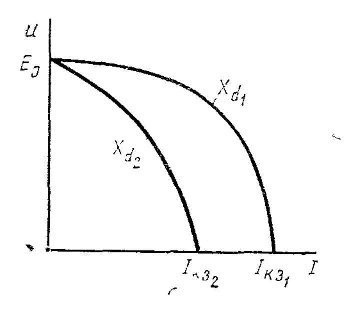


Рис. 2.3. Внешние характеристики генератора при различных значениях X_d: $X_{d2}>X_{d1}$; $I_{к.з2}<I_{к.з1}$

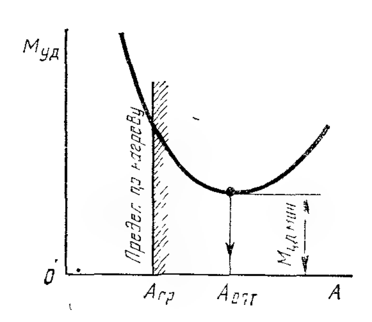


Рис. 2.4. Кривая изменения удельной массы генератора от линейной нагрузки

Таблица 2.6

Система охлаждения	Линейная нагрузка A, А/см, в зависимости от $P_н$, кВ А							
	8	16	30	40	50	60	90	120
Без перегрузки, с воздушным охлаждением	325	350	400	425	435	450	475	485
При кратковременной двукратной перегрузке, с воздушным охлаждением	255	305	306	327—350	—	327	362	376
При кратковременной двукратной перегрузке, с масляным канальным охлаждением	—	—	—	370	—	390	—	—
При кратковременной двукратной перегрузке, с масляным струйным охлаждением	—	—	540	—	—	570—625	—	—

Рекомендуемые значения линейных нагрузок для генераторов с самовентиляцией $f=400$ Гц, $H=18$ км, $\vartheta_{окр}=+50°\div-60°$ С приведены в табл. 2.7.

Для однофазных генераторов линейная нагрузка выбирается на 30% ниже, чем для трехфазных, так как для размещения обмотки якоря используются $^2/_3$ пазов якоря. Для термоинерционных

Таблица 2.7

$P_н$, кВ·А	1	2	3	5	7	10
A, А/см	100	125	150	175	200	225

генераторов линейные нагрузки выбираются на 25% ниже, чем с продувом воздухом от скоростного напора.

Выбор больших величин индукции в воздушном зазоре B_δ ограничивается тем, что с увеличением B_δ увеличивается насыщение магнитной цепи (или увеличиваются размеры магнитопровода при одних и тех же допустимых индукциях), возрастают МДС возбуждения и размеры обмотки возбуждения, потери в стали.

Так как авиационные генераторы проектируются на повышенные частоты, то потери в стали при повышенных индукциях сильно возрастают, что увеличивает перегревы генератора. Увеличение размеров обмотки возбуждения является крайне нежелательным для генераторов с обмоткой возбуждения на роторе, так как это приводит к вынужденному увеличению диаметра ротора. Выбор величин индукции B_δ зависит от мощности и типа генератора, заданных параметров, системы охлаждения. Кроме этого, выбор индукции B_δ зависит от материала магнитопровода якоря.

Рекомендуемые значения индукции B_δ для генераторов с продувом воздухом от скоростного напора, $f=400$ Гц, $H=18$ км, $\vartheta_{окр}=+50°\div-60°$ С приведены в табл. 2.8.

Таблица 2.8

$P_н$, кВ·А	8	16	30	40	50	60	90	120	Примечание
B_δ, Тл	0,57	0,62	0,635	0,65	0,652	0,665	0,70	0,72	Без перегрузки
B_δ, Тл	0,60	0,86	0,87	0,76	—	0,73	0,73	0,80	При двукратной перегрузке

Эти значения справедливы для магнитопровода якоря из стали 1411 (Э31). Применение сталей типа гиперко (27КХ, 49КФ2-ВИ) и масляных систем охлаждения позволяет повысить индукции B_δ до 0,9—1,1 Тл.

Рекомендуемые индукции B_δ для генераторов с самовентиляцией, $f=400$ Гц, $H=18$ км, $\vartheta_{окр}=+50°\div-60°$ С приведены в табл. 2.9.

Таблица 2.9

$P_н$, кВ·А	1,0	2,0	3,0	5,0	7,0	10
B_δ, Тл	0,51	0,52	0,53	0,55	0,57	0,60

Из сравнения табл. 2.6 и 2.8 следует, что для двукратной перегрузки генератора рекомендуемые значения A меньше, а B_δ — больше, чем для генератора, проектируемого на режим работы без перегрузки.

Соотношение между линейными нагрузками A и индукциями B_δ при одинаковом их произведении определяет параметры генератора, энергетические характеристики и массу генератора.

Для получения малых значений синхронного X_d и переходного X_d' индуктивных сопротивлений, сопротивления обратной последовательности Z_2, а поэтому большей перегрузочной способности генератора и обеспечения допуска по несимметрии напряжений отношение A/B_δ должно быть небольшим, так как A характеризует МДС реакции якоря, а B_δ — величину магнитного потока:



$$A/B_\delta < 500. \quad (2.14)$$

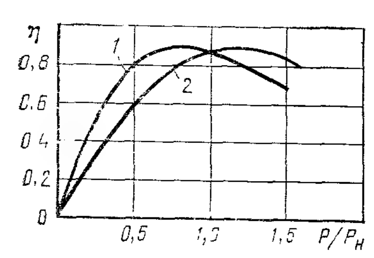


Рис. 2.5. Влияние соотношения A и B_δ на характер кривой КПД:

1 — A — велико, B_δ — мало, 2 — A — мало, B_δ — велико

Например, чтобы обеспечить двукратную перегрузку генератора ГТ-60, электромагнитные нагрузки выбраны: $A = 330$ А/см, $B_\delta = 0{,}73$ Тл.

В зависимости от соотношения между величинами A и B_δ генератор может быть выполнен как стальной, когда B_δ велико (большой поток), а значение A мало, и медный, когда A велико, а B_δ мало. В первом случае масса стали получается значительной, а общая масса генератора больше, чем во втором случае. Это объясняется тем, что при большом потоке возрастают высота спинки якоря и ярма полюсной системы. Кроме того, возрастает высота полюсов, так как ширина их увеличивается пропорционально B_δ, а для размещения обмотки возбуждения требуется определенная площадь поперечного сечения. Внешний диаметр машины получается большим.

В зависимости от соотношения между величинами A и B_δ максимум КПД получается при различных отношениях $P/P_н$ (рис. 2.5). При больших значениях A максимум КПД наступает раньше. Это объясняется значительными потерями в обмотке якоря. При больших B_δ максимум КПД смещается в зону больших значений нагрузки, что нецелесообразно для генераторов, работающих с недогрузкой, например в самолетных электросистемах.

Подстановка в правую часть уравнения (2.2) выбранных значений α_i, $k_ф$, $k_о$, A, B_δ, а также подсчитанной расчетной величины P' и заданной частоты вращения n не позволяет окончательно определить диаметр D и расчетную длину l_i, практически равную для авиационных генераторов геометрической длине якоря l. Согласно (2.2) можно построить бесконечно большое число генераторов с различными отношениями длины якоря к его диаметру.

Для того чтобы однозначно определить величины D и l_i, необходимо наложить условие определенного значения отношения

$$l_i/D=\lambda_i \text{ или } l_i/\tau=\lambda_i'.$$

Тогда из (2.2) получаем

$$D=\sqrt[3]{6,1\cdot 10^7 P'/(\alpha_i k_ф k_о A B_\delta n \lambda_i)}, \quad (2.15)$$

или

$$D=\sqrt[3]{6,1\cdot 10^7 P' 2p/(\alpha_i k_ф k_о A B_\delta n \pi \lambda_i')}, \quad (2.16)$$

где p — число пар полюсов.

Выбор величины λ_i не является произвольным. Задача сводится к определению такого значения λ_i, при котором генератор, удовлетворяя техническому заданию, имел бы наименьшие размеры, массу и стоимость.

На выбор величины λ_i влияют конструкция машины, система охлаждения. Если выбран генератор с вращающимся индуктором, т. е. с тяжелыми условиями для размещения обмотки возбуждения, то целесообразна короткая машина с большим диаметром. Для авиационных и автомобильных генераторов часто наружный диаметр задают из условия размещения машины на двигателе.

Когда при выборе отношения l_i/D нет жестких ограничений, то при расчете необходимо учитывать следующее.

Генераторы с большими отношениями l_i/D (до определенного предела) имеют лучшие характеристики по массе и энергетические показатели, так как при увеличении активной длины генератора уменьшаются длина и вылет лобовых частей обмотки якоря, а следовательно, масса и потери в неактивной части обмотки. Поэтому конструктивная масса генератора также снижается. Уменьшение диаметра ротора благоприятно отражается на динамических характеристиках генератора (меньше момент инерции).

Однако увеличение длины генератора при уменьшении диаметра якоря вызывает ухудшение теплоотдачи с нагретых частей машины и большие перегревы обмоток, требует большего скоростного напора охлаждающего воздуха или больших сечений воздухопровода; ухудшается использование генератора из-за сужения зубцов, что особенно важно при малых диаметрах якоря; из-за малых диаметров якоря не представляется возможным выполнять обмотку с большим q, так как трудно разместить большое число пазов по окружности якоря; усложняется укладка обмотки якоря и увеличивается число ударов штампа.

На основе теоретических и опытных данных установлено, что существуют оптимальные значения λ_i, являющиеся функцией числа пар полюсов $\lambda_i=f(p)$. Для электрических машин общего применения с вращающимся индуктором получены эмпирические формулы:

$$\lambda_i=l_i/D=0,8/\sqrt{p}; \quad (2.17)$$

$$\lambda_i'=l_i/\tau=0,5\sqrt{p}. \quad (2.18)$$

Кривые λ_i и $\lambda_i'=f(p)$ приведены на рис. 2.6. С увеличением числа пар полюсов оптимальное значение λ_i уменьшается. Малые отношения λ_i целесообразны для получения минимального значения сопротивления обратной последовательности Z_2. Зависимости и кривые λ_i и $\lambda_i'=f(p)$ дают ориентировочные значения при выборе оптимальных значений этих величин. Оптимальная величина λ_i при данном числе пар полюсов зависит также от диаметра (мощности и частоты вращения) генератора — при увеличении диаметра она снижается. Это нарушение законов геометрического подобия вызывается необходимостью учета условий охлаждения и тем, что оптимум отношения λ_i уменьшается с увеличением мощности. Для быстроходных машин с меньшими диаметрами ротора оптимальные значения λ_i имеют большие значения.

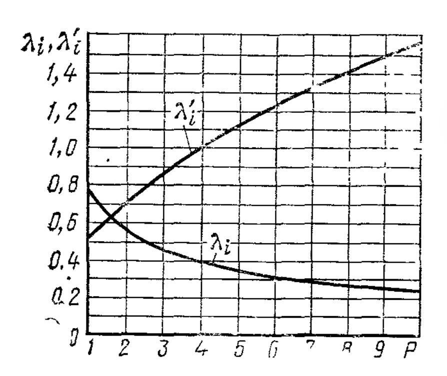


Рис. 2.6. Оптимальное отношение расчетной длины якоря к диаметру или полюсному делению

Для генераторов автономных систем электроснабжения **нет таких** четких закономерностей при выборе отношения l_i/D, как для генераторов общего применения. Это объясняется тем, что в ряде случаев задаются габаритные размеры генератора из условия их размещения. Так как специальные генераторы имеют высокие частоты вращения, то диаметр ротора может определиться допустимой окружной скоростью $V_{доп}$, которая для явнополюсной конструкции ротора не должна превышать 70—80 м/с. Отсюда определяется диаметр ротора и, следовательно, диаметр расточки якоря

$$D \leqslant 60\, V_{доп}/(\pi n_р), \tag{2.19}$$

где $n_р=1{,}2n$ — максимальная частота вращения (разгонная), об/мин.

По выбору величины $\lambda_i=l_i/D$ для авиационных генераторов можно дать лишь некоторые рекомендации. Для генераторов с вращающимся индуктором мощностью 30—60 кВ·А с частотой вращения $n=8000$ об/мин и числом полюсов $2p=6$ можно рекомендовать $\lambda_i=0{,}45\div0{,}6$, а для генераторов мощностью 60—120 кВ·А при тех же условиях — $\lambda_i=0{,}5\div0{,}8$. Для генераторов с вращающимся якорем выбираются большие значения λ_i, а именно; $\lambda_i=0{,}8\div1{,}2$ при $2p=6$. Для генераторов относительно небольшой мощности 7,5—15 кВ·А с вращающимся якорем частотой вращения $n_{мин}=4000\div6000$ об/мин и числом полюсов $2p=12$ можно рекомендовать $\lambda_i=0{,}45\div0{,}6$.

Следует отметить, что, как показывает практика, отклонение в пределах $\pm20\%$ от оптимальной величины не вызывает заметного ухудшения характеристик генератора. Обычно при расчетах зада-

ются несколькими значениями λ_i, для которых подсчитываются расчетные величины D, l_i, τ, V. Из расчетной таблицы выбирается один наиболее оптимальный вариант. Если не лимитирует окружная скорость $V_{доп}$, не следует выбирать значения, отличающиеся от оптимального λ_i.

Известное расчетное значение диаметра якоря D позволяет предварительно определить наружный диаметр генератора

$$D_н = k_{д\text{-}н} D, \qquad (2.20)$$

где $k_{д\,н}$ — коэффициент, учитывающий соотношение между D и $D_н$.

Значения коэффициента $k_{д\,н}$, являющегося функцией числа пар полюсов, приведены в табл. 2.10.

Таблица 2.10

P	Магнитная система									
	с полюсами на статоре					с вращающимися полюсами				
	2	3	4	5	6	2	3	4	5	6
$k_{д.н}$	1,80	1,65	1,57	1,52	1,50	1,50	1,40	1,32	1,27	1,25

Главным размером генератора, как и любой электрической машины, является также величина воздушного зазора δ. Воздушный зазор оказывает сильное влияние на размеры обмотки возбуждения и на величину синхронного индуктивного сопротивления X_d, а следовательно, на характеристики генератора — ток короткого замыкания, перегрузочную способность, устойчивость параллельной работы. Чем больше значение δ, тем меньше X_d и, следовательно, тем больше ток короткого замыкания, коэффициент перегрузки $k_{пер}$. Это очевидно из известного выражения для электромагнитной мощности:

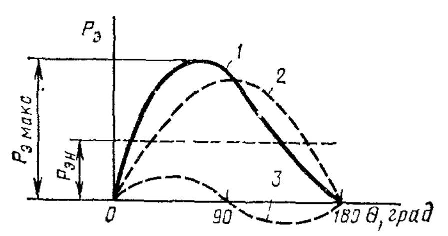


Рис. 2.7. Кривые электромагнитной мощности и ее составляющих в зависимости от угла θ:

1 — $P_э$; 2 — $(mUE_0/X_d)\sin\theta$; 3 — $(mU^2/_2)(1/X_q - 1/X_d)$

$$P_э = \frac{mUE_0}{X_d}\sin\theta + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\theta, \qquad (2.21)$$

где U — напряжение; E_0 — ЭДС холостого хода; θ — угол между напряжением и ЭДС холостого хода генератора; X_d и X_q — индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям генератора.

Так как $X_q < X_d$, то составляющая мощности от реактивного момента при $\theta = 0 \div 90°$ имеет положительное значение (рис. 2.7).

Если пренебречь составляющей мощности $P_э$ от реактивного момента, то

$$k_{пер} = P_{э.макс}/P_{э.н} \approx 1/X_d. \qquad (2.22)$$

Чем меньше величина X_d, т. е. чем больше δ, тем больше перегрузочная способность генератора. Большие значения X_d характеризуют крутопадающую внешнюю характеристику, малую перегрузочную способность и тяжелые условия для регулирования напряжения (большой диапазон изменения тока возбуждения).

Так как синхронное индуктивное сопротивление X_d для генераторов задается (для авиационных генераторов основных систем электроснабжения $X_d^* = X_d^* + X_s^* \leqslant 2{,}1$, см. табл. 1.2), то величину воздушного зазора можно определить из формулы для подсчета X_{ad}^*:

$$X_{ad}^* = k_d F_а/(k' F'_{\delta 0}), \qquad (2.23)$$

где $k_d = (\alpha_p \pi + \sin \alpha_p \pi)/4 \sin (\alpha_p \pi/2)$ — коэффициент приведения МДС реакции якоря к МДС обмотки возбуждения по продольной оси; $k' = 1{,}04 \div 1{,}1$ — коэффициент, учитывающий увеличение магнитного напряжения воздушных зазоров вследствие наличия зазоров в стыках между полюсными сердечниками и ярмом ротора, если такие имеются; $F_а = 0{,}9 m I_н w_ф k_о/p$ — МДС реакции якоря; — МДС воздушного зазора при холостом ходе; k_δ — коэффициент воздушного зазора [см. ниже (2.142)].

Подставляя значения отдельных величин в исходное уравнение (2.23), получаем

$$X_{ad} = \frac{k_d \cdot 0{,}9 m I_н w_ф k_о/p}{k' \cdot 1{,}6 B_\delta \delta k_\delta \cdot 10^4} = C \frac{A\tau}{\delta k_\delta}, \qquad (2.24)$$

где $C = 0{,}9 k_d k_о/(1{,}6 k' k_\delta \cdot 10^4)$, $A = 2 m w_ф I_н/(\pi D)$.

Из (2.24) и учитывая, что $X_d^* = X_{ad}^* + X_s^*$, имеем

$$\delta = CA\tau/[B_\delta (X_d^* - X_s^*)]. \qquad (2.25)$$

Если принять в среднем $k_d = 0{,}83$, $k_о = 0{,}92$, $k_\delta = 1{,}2$, то получаем (см):

$$\delta \approx 0{,}36\, A\tau \cdot 10^{-4}/[k' B_\delta (X_d^* - X_s^*)]. \qquad (2.26)$$

Здесь B_δ — в Тл.

Величину индуктивного сопротивления предварительно можно выбрать в пределах $X_s^* = 0{,}05 \div 0{,}15$.

Значения воздушного зазора для типовых генераторов серии СГС приведены в табл. 2.11.

Завышать чрезмерно величину воздушного зазора нецелесообразно, так как это не приводит при больших значениях δ к существенному улучшению характеристик генератора и в то же время

это приводит к увеличению размеров обмотки возбуждения и всего генератора, к его удорожанию.

Для генераторов серии ГТ воздушный зазор выбран равномерным.

Таблица 2.11

$P_и$, кВ·А	7,5	15	30	50	90
δ, мм	0,5	0,5	0,8	0,9	0,9
$\delta_{макс}$, мм	1,1	1,2	1,6	1,5	1,5

§ 2.3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗМЕЩЕНИЕ ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Как уже отмечалось, важнейшим требованием, которое предъявляется к синхронным генераторам, является синусоидальная форма кривой напряжения. Несинусоидальность кривой ЭДС витка определяется несинусоидальным законом изменения по времени магнитного потока, пронизывающего этот виток. При этом появляются ярко выраженные гармонические составляющие. Высшие гармонические составляющие разделяются на пространственные и временные.

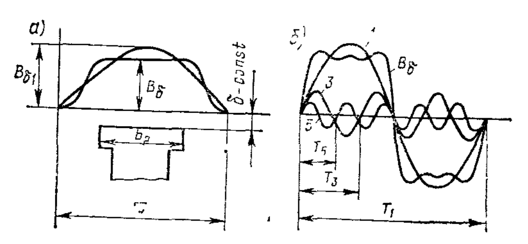


Рис. 2.8. Кривая распределения индукции в воздушном зазоре (*а*) и разложение ее на гармонические составляющие (*б*)

Пространственные гармонические связаны с формой поля в воздушном зазоре. Пространственными они называются потому, что распределение индукции этих гармонических на полюсном делении является функцией пространственных координат и не зависит от времени. Пространственные гармонические поля, оставаясь по отношению к полюсам неподвижными и неизменными, при вращении полюсов наводят в проводниках обмотки якоря высшие гармонические ЭДС.

Кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре не является синусоидой (рис. 2.8). При равномерном воздушном зазоре кривая индукции значительно отличается от первой гармонической составляющей (рис. 2.8, *а*). В кривой индукции значительно выражены третья, пятая и обычно седьмая гармоники (рис. 2.8, *б*).

Таким образом,

$$B_{\delta_1} \neq B_\delta,\ B_{\delta_1} > B_\delta,\ \Phi_{\delta_1} \neq \Phi_\delta,$$

где Φ_δ — полный магнитный поток на полюсном делении.

При расчетах обычно оперируют с магнитным потоком Φ_δ, величина которого определяется выражением (Вб)

$$\Phi_\delta = \alpha_i \tau l_i B_\delta \cdot 10^{-4}. \tag{2.27}$$

Для получения синусоидальной формы поля необходимо иметь или распределенную МДС по синусоидальному закону и равномерный воздушный зазор (в генераторах с неявновыраженными полюсами), или прямоугольную МДС и по синусоидальному закону распределить магнитную проводимость. Практически идеально синусоидальной формы кривой не получается.

Уменьшение пространственных гармонических в явнополюсных генераторах достигается следующими способами.

Выбор увеличенного числа пазов на полюс и фазу. С увеличением числа пазов на полюс и фазу $q=z/(2pm)$ уменьшается величина коэффициента распределения k_p для первой гармонической (2.11) и для любой ν-й гармонической

$$k_{p\nu} = \sin[q(\nu\alpha/2)]/[q \sin(\nu\alpha/2)], \tag{2.28}$$

где $\alpha=\pi/(qm)$ — угол между смежными пазами первой гармонической, эл. град.

Если коэффициент распределения k_p первой гармонической незначительно уменьшается с увеличением q (см. табл. 2.4), то для высших гармонических коэффициентов $k_{p\nu}$ уменьшается значительно (табл. 2.12 для трехфазных обмоток).

Таблица 2.12

q	Коэффициенты распределения k_p для различных гармонических						
	1	3	5	7	9	11	13
1	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000
2	0,966	0,707	0,259	—0,259	—0,707	—0,966	—0,966
3	0,960	0,667	0,217	—0,178	—0,333	—0,178	0,217
4	0,958	0,653	0,204	—0,157	—0,271	—0,216	0,126
5	0,957	0,646	0,200	—0,149	—	—	—
6	0,956	0,642	0,197	—0,145	—0,236	—0,102	0,092
7	0,957	0,642	0,195	—0,143	—	—	—
∞	0,955	0,637	0,191	—0,136	—0,212	—0,088	0,073

Особенно заметно уменьшаются коэффициенты $k_{p\nu}$ с увеличением q для гармонических, начиная с пятой и выше. Пропорционально с уменьшением $k_{p\nu}$ уменьшаются и ЭДС ν-й гармонической. Поэтому кривая результирующей ЭДС обмотки якоря с большим q ближе к синусоиде.

Увеличение q положительно влияет на получение минимального сопротивления обратной последовательности Z_2, при этом уменьшается индуктивность рассеяния обмотки якоря. Однако увеличение q ограничивается невозможностью размещения большого числа пазов по окружности якоря. Зубцы становятся тонкими, что приво-

дит к насыщению и уменьшению их механической прочности, значительнее проявляется наклеп при штамповке. Исходя из этих соображений минимальная толщина зубца должна быть больше $B_{z\,мин} = 1{,}5 \div 2$ мм.

Увеличение q приводит к удорожанию генераторов из-за худшего использования активного материала, увеличения объема изоляции и усложнения обмоточных работ; его размеры и масса возрастают. Поэтому на практике не стремятся сильно завышать величину q. Это оправдано тем, что с возрастанием величины q выигрыш в подавлении высших гармонических уменьшается (табл. 2.12).

Уменьшения коэффициентов распределения для высших гармонических можно достигнуть, не увеличивая сильно число зубцов якоря, если применять дробные обмотки (см. дальше). Коэффициент распределения дробной обмотки такой же, как обычной обмотки с q, равным числителю дроби.

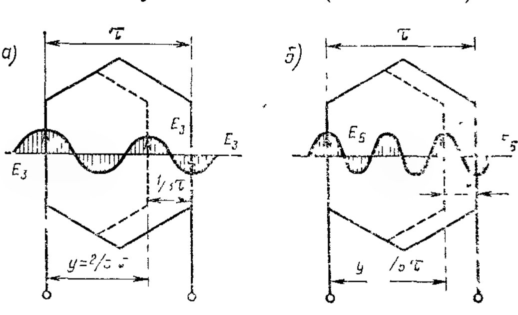


Рис. 2.9. Укорочение шага обмотки якоря на $(1/3)\tau$ (*а*) и на $(1/5)\tau$ (*б*)

Укорочение шага обмотки якоря. Устранения наиболее значительных по величине 3, 5, 7, 9 и 11-х гармонических можно достигнуть путем соответствующего укорочения шага обмотки якоря без значительного увеличения q. Для ν-й гармонической фазный угол сдвига, соответствующий шагу обмотки, в ν раз больше, чем для основной волны, поэтому коэффициент укорочения для ν-й гармонической имеет вид

$$k_{y\nu} = \sin[(\pi/2)/\beta\nu], \tag{2.29}$$

где $\beta = y/\tau$ — шаг в долях полюсного деления.

Чтобы исключить любую ν-ю гармоническую, необходимо выдержать условие

$$k_{y\nu} = \sin[(\pi/2)\beta\nu] = 0,$$

т. е.

$$(\pi/2)\beta\nu = g\pi,$$

где g — любое целое число.

Отсюда

$$\beta = (2/\nu)g. \tag{2.30}$$

Для устранения третьей гармонической при $g = 1{,}2$ можно применить шаги в $(2/3)\tau$, $(4/3)\tau$. Но так как удлиненные шаги не применяются (это увеличило бы расход меди), то необходимо выбирать шаг в $(2/3)\tau$, т. е. укорочение на $(1/3)\tau$. В этом случае ЭДС

E_3 каждой стороны витка, будучи направлены встречно по отношению друг к другу, взаимно уничтожаются (рис. 2.9, *а*).

Для устранения пятой гармонической при $g=1$, 2, 3 можно взять укороченные шаги в 2/5, 4/5, 6/5 полюсного деления. Выбирать шаги в 2/5 и 6/5 полюсного деления нецелесообразно, так как в первом случае это сильно уменьшит амплитуду основной волны напряжения, а во втором получается удлиненный шаг. Поэтому выбирается укороченный шаг в $(4/5)\tau$. Пятые гармонические взаимно уничтожаются (рис. 2.9, *б*).

Для устранения седьмой гармонической выбирают шаг $(6/7)\tau$, для устранения одиннадцатой — $(10/11)\tau$ и т. д.

Оптимальное укорочение может быть и не равным $(1/3)\tau$, $(1/5)\tau$ или $(1/7)\tau$, так как необходимо учитывать суммарное действие всех гармонических (гармоник).

Значения коэффициентов укорочения $k_{y\nu}$ приведены в табл. 2.13.

Таблица 2.13

Укороченный шаг, в долях от полного	Коэффициенты укорочения для различных гармонических				
	1	3	5	7	11
2/3	0,866	0,000	0,866	0,866	0,866
4/5	0,951	0,588	0,000	0,588	0,951
5/6	0,966	0,707	0,259	0,259	0,966
6/7	0,975	0,782	0,434	0,000	0,782

Из табл. 2.13 видно, что шаг в $(5/6)\tau$ особенно благоприятен для устранения высших гармонических. Пятая и седьмая гармонические минимальны. Одиннадцатая гармоническая имеет высокий коэффициент укорочения, но величина ее обычно небольшая.

В авиационных генераторах для основных систем электроснабжения шаг обычно выбирается равным $(4/5)\tau$, т. е. устраняется пятая гармоническая. Третья гармоническая устраняется путем соединения фаз в звезду. Ее не будет в линейном напряжении. В фазном напряжении она остается. Если потребители питаются фазным напряжением, то шаг выбирается равным $(2/3)\tau$.

При соединении обмотки якоря в треугольник третья гармоническая остается в фазном напряжении. Токи третьей гармонической циркулируют внутри треугольника, не выходя во внешнюю цепь. Соединение фаз якоря в треугольник вызывает увеличение тепловых потерь и перегревов генератора.

Укорочение шага обмотки кроме устранения соответствующей гармоники приводит к уменьшению длины лобовой части и вылета обмотки, потерь в обмотке и к уменьшению массы меди обмотки якоря и конструктивных деталей генератора. Кроме того, улучшается форма МДС якоря, уменьшаются потери в полюсных башмаках от высших гармонических.

Однако при укороченном шаге мощность генератора снижается, так как недоиспользуется магнитный поток полюса. Поэтому при

заданной мощности масса генератора возрастает. Число витков в фазе увеличивается, несмотря на уменьшение массы меди.

Выбор неравномерного воздушного зазора. Для явнополюсных синхронных генераторов форма кривой поля зависит от формы очертания полюсного наконечника, длины полюсной дуги b_p, а также от насыщения стали.

Для улучшения формы поля воздушный зазор делают неравномерным (рис. 2.10), изменяющимся по закону

$$\delta_x = \delta / \cos [\pi (x/\tau)]. \qquad (2.31)$$

Технологически обеспечить такой закон изменения δ очень трудно. Поэтому полюсный башмак обтачивают по меньшему радиусу с центром в точке O_1 (рис. 2.10):

$$R = D / [2 + 8D(\delta_{\text{макс}} - \delta)/b_p^2]. \qquad (2.32)$$

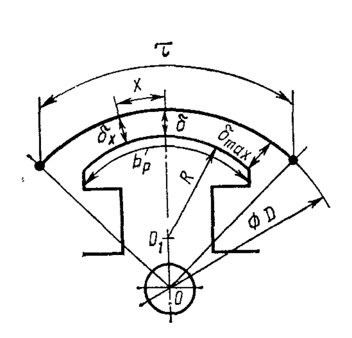


Рис. 2.10. Полюс индуктора при неравномерном воздушном зазоре

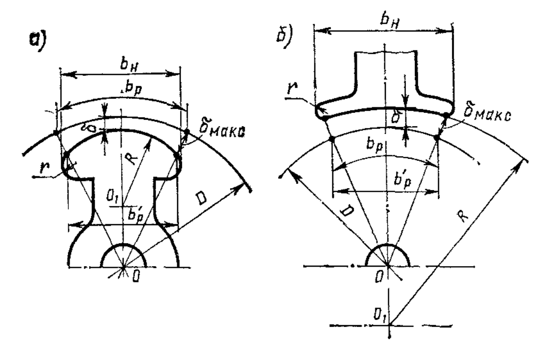


Рис. 2.11. Схема для расчета радиуса кривизны полюсного башмака для генераторов с полюсами на роторе (*а*) и с полюсами на статоре (*б*)

Для определения радиуса кривизны полюсного башмака генераторов относительно небольшой мощности авиационного типа (рис. 2.11) с небольшими воздушными зазорами можно воспользоваться следующими расчетными формулами:

$$R = (x_1^2 + y_1^2)/(2y_1), \qquad (2.33)$$

где $y_1 = D/2 \pm \delta - \sqrt{(D/2 \pm \delta_{\text{макс}})^2 - b_p'^2/4}$, $x_1 = b'_p/2$; b'_p—ширина расчетной дуги,

$$b'_p = (D \pm 2\delta_{\text{макс}}) \sin (b_p/2\pi D) 360^\circ.$$

Ширина полюсного наконечника

$$b_{\text{н}} = (D \pm 2\delta_{\text{макс}} + 2r) \sin (b_p/2\pi D) 360^\circ + 2r,$$

где r — радиус скругления полюсного наконечника.

В этих формулах знак (—) относится к случаю полюсов на роторе, а знак (+) — к случаю полюсов на статоре.

Для некоторых самолетных синхронных генераторов серии СГС отношение максимального воздушного зазора к минимальному выбрано равным

$$\delta_{\text{макс}}/\delta = 1,5 \div 2,5,$$

что образует кривую поля, близкую к синусоиде.

Для генераторов серии ГТ воздушный зазор выбран равномерным.

Применение специальных обмоток якоря. Уменьшить или устранить высшие гармонические можно также путем применения специальных обмоток якоря, как, например, с взаимопроникающими фазными зонами, трехзонных, четырехслойных и др.

Для обычной обмотки с целым значением q фазная зона на векторной диаграмме представляет собой сектор с углом, равным 60°. В обмотке с взаимопроникающими зонами отдельные векторы, принадлежащие фазе, выходят за пределы нормальной фазной зоны. За счет этого можно достичь коэффициентов распределения для высших гармонических, меньших предельных для обмоток с нормальными фазными зонами. Так, например, при $q=4$ и $y=\tau$ коэффициенты распределения получаются равными $k_{p1}=0,894$, $k_{p3}=0,271$, $k_{p5}=0,1$. Полное устранение третьей гармонической таким методом можно достичь только при нечетном значении q.

В трехзонной обмотке зона фазы занимает не 60, как в шестизонной, а 120 эл. град.

Выражение для $k_{p\nu}$ в случае трехзонной обмотки имеет другой вид

$$k_{p\nu} = \sin(\nu\pi/3)/[q \sin(\nu\pi/3q)]. \tag{2.34}$$

Характерной особенностью трехзонных обмоток является равенство нулю коэффициента распределения для пространственных гармонических, кратным трем.

Четырехслойная обмотка представляет собой две обычные двухслойные обмотки, сдвинутые друг относительно друга по пазам якоря и соединенные последовательно. Каждая из двухслойных обмоток может иметь отличное друг от друга укорочение, число витков в катушке, а если обмотки дробные, то и различное чередование больших и малых катушечных групп. В четырехслойных обмотках практически возможно равенство нулю обмоточных коэффициентов для двух и даже трех гармонических. Искажение формы кривой можно снизить до 0,2—0,3%.

Если шаг первой обмотки в долях τ обозначить β_1, второй — β_2, смещение между слоями β_c, а числа витков в обмотках $w_{ф1}$ и $w_{ф2}$, то обмоточный коэффициент для ν-й гармонической (согласно исследованиям Е. А. Рудакова)

$$k_{o\nu} = k_{p\nu} \sqrt{\left(\frac{w_{ф1}}{w_{ф1}+w_{ф2}}\right)^2 \sin^2\frac{\nu\pi\beta_1}{2} + \left(\frac{w_{ф2}}{w_{ф1}+w_{ф2}}\right)^2 \sin^2 \frac{\nu\pi\beta_2}{2} + \frac{2w_{ф1}w_{ф2}}{(w_{ф1}+w_{ф2})^2}\sin\frac{\nu\pi\beta_1}{2}\sin\frac{\nu\pi\beta_2}{2}\sin\frac{\nu\pi\beta_c}{2}}. \tag{2.35}$$

Как показывают исследования, наилучшие результаты получаются при равенстве шагов обмоток и равенстве числа витков в обмотках:

$$\beta_1 = \beta_2, \quad w_{ф1} = w_{ф2}.$$

В четырехслойной трехзонной обмотке при $\beta_1 = \beta_2 = 7/9$, сдвиге между слоями в однозубцовое деление и $q = 3$ получаются следующие значения обмоточных коэффициентов:

$$k_{01} = 0{,}767, \ k_{03} = 0, \ k_{05} = 0{,}021, \ k_{07} = 0{,}0173.$$

Недостатками четырехслойных обмоток являются сложность их выполнения, низкий коэффициент заполнения паза; масса генераторов с такой обмоткой на 6—7% больше массы генератора с нормальной обмоткой.

Кроме пространственных гармонических искажение кривой ЭДС вызывается пульсациями магнитного поля вследствие зубчатого строения якоря. Магнитная проводимость зубцов непрерывно изменяется и вызывает изменение потокосцепления обмотки от максимума до минимума. Появляются зубцовые или временные гармонические.

Один период колебаний поля соответствует перемещению ротора на один зубцовый шаг t_Z. За один оборот ротор проходит $2pqm$ шагов, а в секунду $2qpmn/60$. Следовательно, частота пульсаций поля

$$f_Z = 2qpmn/60 = 2qmf. \qquad (2.36)$$

Зубцовые гармонические магнитного поля, кроме того, что искажают форму напряжения, увеличивают потери на вихревые токи, являются причиной возникновения шумов. Зубцовые гармонические нельзя уничтожить путем увеличения или укорочения шага обмотки, так как фаза зубцовых гармонических ЭДС не зависит от распределения сторон катушек в пределах полюсного деления. Зубцовые гармонические можно уменьшить, или совсем устранив пульсации поля, или сдвинув их под разными полюсами по фазе на 180°.

Для этого применяются скошенные, ступенчатые полюсные башмаки или делают скос пазов в генераторах небольшой мощности (рис. 2.12, *а*). Скос зубцов выполняют на одно зубцовое деление t_Z. Благодаря этому при вращении ротора зубец якоря подходит под башмак не сразу всей своей длиной, а постепенно. Магнитное сопротивление под башмаком остается почти постоянным и поэтому пульсации магнитного потока в значительной мере ослаблены. При скосе пазов также уменьшаются пространственные гармонические, так как каждый проводник по длине располагается в разных магнитных условиях и ЭДС отдельных элементов длины проводника складываются геометрически. Уменьшение ЭДС от скоса пазов учи-

тывается коэффициентом скоса [см. формулу (2.13)]. Коэффициент скоса для ν-й гармоники имеет выражение

$$k_{\text{ск}\nu} = \sin(\nu\alpha/2)/(\nu\alpha/2), \qquad (2.37)$$

где α — центральный угол скоса (дуга скоса).

Зубцовые гармонические можно значительно уменьшить путем применения полностью закрытых пазов. Однако, как известно, это приводит к сильному увеличению индуктивного сопротивления рассеяния обмотки якоря, усложнению технологии намотки ее и поэтому такой способ не находит применения в авиационных генераторах.

Значительного уменьшения зубцовых гармонических достигают путем применения дробных обмоток. Это объясняется тем, что последовательно соединенные группы катушек одной и той же фазы, лежащие под разными полюсами, оказываются сдвинутыми в поле, что и ведет к уничтожению высших гармонических в кривой ЭДС.

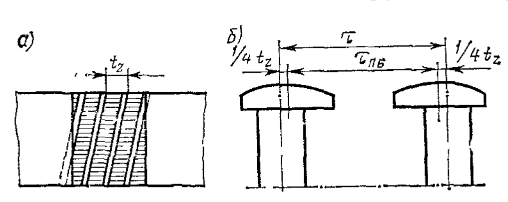


Рис. 2.12. Методы уменьшения зубцовых гармоник:

а — скосом зубцов якоря; *б* — сдвигом полюсных башмаков; $\tau_{п\,б}$ — расстояние между осями полюсных башмаков

Вместо сдвига полюсов или зубцов иногда в небольших генераторах применяют сдвиг полюсных башмаков один относительно другого на $^1/_2$ зубцового деления по окружности. Расстояние между сердечниками полюсов сохраняется нормальным, равным полюсному делению, а башмаки попарно сближаются друг к другу на $^1/_4$ пазового деления t_z (рис. 2.12, *б*).

В результате такого неравенства расстояний полюсных башмаков получается, что шаг катушки y больше одного полюсного деления и меньше другого на $^2/_4$ пазового деления. ЭДС зубцовых гармонических отдельных сторон одной и той же катушки смещены относительно друг друга на 180° и взаимно уничтожаются.

Проектирование обмотки якоря. Для авиационных генераторов переменного тока наибольшее применение имеют двухслойные петлевые обмотки. Основными преимуществами их являются:

1. Возможность выбора благоприятного шага (ширины секции), что приводит к улучшению формы кривой поля и ЭДС. Этого нельзя достигнуть при однослойной обмотке.

2. Меньший расход меди и изоляционных материалов за счет уменьшения вылета лобовой части.

3. Сравнительно легкий выбор числа витков фазы, при котором сохраняется благоприятное соотношение между B_δ и A.

4. Большая возможность выбора дробного числа пазов на полюс и фазу.

Зная величины расчетной ЭДС $E_ф$, частоты f и магнитного потока Φ_δ, находят число витков в фазе обмотки:

$$w_ф = E_ф/(4k_ф k_о f \Phi_\delta) = k_E U_н/(4k_ф k_о f \Phi_\delta), \qquad (2.38)$$

где $\Phi_\delta = \alpha_i \tau l_i B_\delta \cdot 10^{-4}$ — расчетная величина потока, Вб.

В расчетной практике часто число витков в фазе определяют, исходя из принятой линейной нагрузки

$$w_ф = A\pi D_i/(2mI). \qquad (2.38а)$$

В этом случае производной величиной является поток Φ_δ.

Как показывают расчеты, имеются оптимальные числа витков в зависимости от мощности генератора (рис. 2.13).

По величине $w_ф$ определяется число проводов в пазу:

$$u_п = 2m w_ф a_1 a_2/z = w_ф a_1 a_2/pq, \qquad (2.39)$$

где p — число пар полюсов; $q = z/(2pm)$ — число пазов на полюс и фазу; a_1 — число параллельных ветвей обмотки; a_2 — число параллельных проводов (ниток) обмотки; $z = q2pm$ — число зубцов якоря, которое зависит от q.

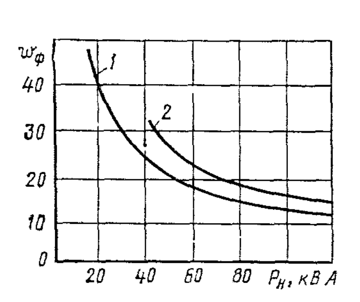


Рис. 2.13. Оптимальное число витков в фазе авиационных генераторов с воздушным охлаждением:

1 — n=8000 об/мин; $2p$=6; 2 — n=6000 об/мин, $2p$=8

Неизвестным в выражении (2.39) является q или z. Выбор q является ответственным этапом в проектировании обмотки.

Как уже рассматривалось, для получения лучшей формы кривой напряжения целесообразно выбирать большие значения q ($q > 3$). Однако авиационные генераторы, являясь генераторами быстроходными и высокочастотными, имеют относительно малые диаметры якоря и сравнительно большое число полюсов ($2p \geq 6$). Поэтому число пазов z нельзя выбрать достаточно большим. В этих случаях применяют дробные обмотки, т. е. с дробным значением q, которые позволяют при сравнительно небольшом общем числе пазов генератора получить приближающуюся к синусоиде кривую ЭДС. При этом обмотка по своим свойствам эквивалентна обмотке с целым числом q, равным числителю дроби.

Наиболее часто применяемые значения дробных q для различного числа пар полюсов следующие:

при $2p = 10: \frac{3}{5}; \frac{4}{5}; 1\frac{1}{5}, 1\frac{2}{5}; 1\frac{3}{5}; 1\frac{3}{4} \ldots$

при $2p = 8: \frac{3}{4}; 1\frac{1}{4}; 1\frac{1}{2}; 1\frac{3}{4}; 2\frac{1}{4}; 2\frac{1}{2}; 2\frac{3}{4} \ldots$

при $2p = 6: \frac{1}{2}; 1\frac{1}{2}; 2\frac{1}{2}; 3\frac{1}{2}; 4\frac{1}{2} \ldots$

при $2p = 4: 1\frac{1}{2}; 2\frac{1}{2}; 3\frac{1}{2}; 4\frac{1}{2} \ldots$

Наименьшее число дробности $q=\frac{1}{2}$. Обмотки с таким q применяются в автобусных генераторах. Для улучшения формы кривой напряжения в этих генераторах шаг выбирается равным $(2/3)\tau$. Таким образом уничтожается третья гармоническая.

Обмотки с $q=1$ применяются в генераторах малой мощности — возбудителях и подвозбудителях (в генераторах с вращающимися выпрямителями), работающих на нагрузку через выпрямители.

Наиболее характерные значения q для выпускаемых авиационных генераторов приведены в табл. 2.14.

Таблица 2.14

$P_и$, кВ·А	7,5	15	30	40	60	90	120
q	$1\frac{1}{4}$	$1\frac{1}{2}$	$2\frac{1}{2}$, $3\frac{1}{2}$	$3\frac{1}{2}$, $4\frac{1}{2}$	$4\frac{1}{2}$	$4\frac{1}{2}$	$4\frac{1}{2}$
z	45	54	45,63	63,81	81	81	81
$2p$	12	12	6	6	6	6	6

Так как $u_п$ не может быть дробным и нечетным, то, выбрав число q, уточняют число витков в фазе согласно равенству

$$w_ф=u_п z/(2ma_1a_2). \qquad (2.40)$$

Чтобы ЭДС равнялась выбранной расчетной величине, приходится изменять поток Φ_δ или за счет выбора другого значения B_δ, или за счет осевого размера якоря l.

Уточнение числа витков $w_ф$ не представляет больших трудностей, если провода круглые, а число их велико, т. е. для маломощных генераторов. В случае генераторов большой мощности, когда провода прямоугольного сечения, число проводников в пазу $u_п$ может быть выбрано вполне определенным: 2, 4, 6. Укладка большего числа проводников в пазу представляет значительные технологические трудности. Поэтому на практике часто расчет ведут в обратном порядке: сначала задаются числом проводников в пазу, а затем определяют величины q, a_1, a_2 и производят уточнение расчетной величины магнитного потока. Согласно (2.39),

$$q=w_ф a_1 a_2/(pu_п). \qquad (2.41)$$

Таким образом, должно быть согласование в выборе числа витков из условий получения требуемой ЭДС якоря (2.38) и размещения обмотки в пазах якоря (2.40).

Для генераторов большой мощности или с низким напряжением, когда число витков в фазе мало, приходится выбирать несколь-

ко параллельных ветвей. Число a_1 нельзя выбирать произвольно [(см. 2.52) и (2.58)].

Для получения паза с наиболее желательным числом проводников количество параллельных проводов a_2 бывает целесообразно выбирать равным двум или более. Например, чтобы получить полузакрытый паз с четырьмя проводниками вместо открытого с двумя, достаточно выбрать $a_2=2$.

Обмотку с несколькими параллельными проводами целесообразно проектировать также в случае круглого их сечения, чтобы заменить нетехнологичный жесткий провод большого диаметра на несколько проводов с меньшими диаметрами, но такой же суммарной площадью поперечного сечения. Во втором случае секция получается мягкой и удобной для намотки якоря.

При дробном числе q число фаз m и число полюсов $2p$ должны быть связаны определенными соотношениями, чтобы получилась симметричная обмотка, т. е. обмотка, ЭДС фаз которой равны между собой и сдвинуты по фазе на один и тот же угол:

$$E_{\text{ф}A}=E_{\text{ф}B}=E_{\text{ф}C}, \quad \alpha_{\text{ф}}=360°/m. \qquad (2.42)$$

В этом случае векторы пазовых ЭДС должны быть сдвинуты один относительно другого на угол

$$\alpha_z=p\cdot 360/z. \qquad (2.43)$$

Величину дробного числа q можно представить в виде смешанного числа или обыкновенной дроби

$$q=b+c/d=(bd+c)/d=N/d, \qquad (2.44)$$

где c/d и N/d — несократимые дроби.

Из рассмотрения (2.44) можно установить, что для получения дробного числа q можно взять N соседних катушек и образовать из них d катушечных групп, причем каждая из них должна иметь целое число катушек (q — среднее число). Из d катушечных групп, образованных из N соседних катушек, $(d-c)$ групп должны иметь по b катушек, а c групп — по $(b+1)$ катушек. Последнее легко проверить, если взять сумму всех катушек

$$N=(d-c)\,b+c\,(b+1)=bd+c. \qquad (2.45)$$

Не при всяком дробном числе q можно получить симметричную обмотку. Для получения симметричной двухслойной обмотки необходимо иметь:

$$z/m=\text{целое число}, \qquad (2.46)$$

равное числу катушек в фазе;

$$z/(mt)=\text{целое число}, \qquad (2.47)$$

где t — наибольший делитель, который имеют z и p.

Эти два условия являются в то же время и достаточными для двухслойной обмотки.

Для однослойной обмотки вместо (2.46) необходимо, чтобы

$$z/2m = \text{целое число}, \qquad (2.48)$$

так как для этой обмотки число катушек равно $z/2$.

Для дробных двухслойных обмоток из условий симметрии получаем ряд дополнительных соотношений и правил построения обмотки.

1. Обмотка может быть выполнена симметричной, если d не является кратным трем. При $d=3$ трехфазная обмотка не может быть симметричной ни для какого числа полюсов, а при $p=3$, например, может быть осуществлена симметричная трехфазная обмотка только при $d=2$.

2. Число повторяющихся одинаковых чередований из d групп, образованных каждое из N соседних катушек, должно быть целым:

$$z/N = 2pmq/N = 2pm/d = \text{целое число}, \qquad (2.49)$$

где $2pm$ — общее число катушечных групп всей обмотки.

Из (2.49) также следует

$$2p/d = \text{целое число}, \qquad (2.50)$$

$$d/m = \text{дробное число}, \qquad (2.51)$$

в котором $2p$ — число катушечных групп одной фазы.

Таким образом, каждая фаза должна иметь $2p/d$ повторяющихся одинаковых частей.

Наибольшее число параллельных ветвей в фазе обмотки равно $2p/d$. Если требуется получить в фазе обмотки a_1 параллельных ветвей, то необходимо иметь

$$2p/(da_1) = \text{целое число}. \qquad (2.52)$$

Порядок следования больших и малых групп в одном чередовании легко устанавливается. Пусть, например, $q=2^3/_4=2+3/4=$ $=11/4=N/d$, $2p=4$, $m=3$. Тогда из 11 катушек получаем 4 катушечных группы ($d=4$), состоящие из 2, 3, 3 и 3 катушек. Располагаем катушечные группы в ряд и распределяем их по фазам:

Фазы	A	C	B	A	C	B	A	C	B	A	C	B
Катушечные группы	2	3	3	3	2	3	3	3	2	3	3	3
№ катушечной группы	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)	(11)	(12)

Соединяем катушки и катушечные группы, относящиеся к каждой из фаз. Распределение пазов катушек и катушечных групп по фазам можно произвести также с помощью звезды пазовых ЭДС [2], воспользовавшись построениями вспомогательной таблицы (табл. 2.15). Таблица составляется с числом строк, равным d полюсам, и с числом клеток в строке, равным $3N$ (при $m=3$). К каждой фазе относят N клеток по горизонтали. Затем в клетки вписываются в последовательном порядке номера пазов с шагом между ними,

Таблица 2.15

	Полюсы	Фазы														
		A					C					B				
d полюсов	N	1				2				3				4		
	S		5				6				7				8	
	N			9				10				11				12
	S				13				14				15			

равным d клеткам. Номера пазов в столбцах соответствуют катушкам, входящим в отдельные фазы.

Построение таблицы и нахождение распределения пазов и катушек по фазам проиллюстрируем на примере обмотки:

$$q = 1^1/_4 = 1 + 1/4 = 5/4 = N/d, \ z = 45, \ 2p = 12.$$

Из таблицы находим группировку катушек по фазам, а также чередование больших и малых катушечных групп.

Фазы	A	C	B	A	C	B	A	C	B	A	C	B
Катушечные группы	2	1	1	1	2	1	1	1	2	1	1	1
№ катушечной группы	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)	(11)	(12)

Полученная часть обмотки повторяется три раза в электрической схеме обмотки

$$2p/d = 12/4 = 3.$$

В качестве примера на рис. 2.14 приведена электрическая схема соединений петлевой дробной обмотки с $q = 1^1/_4$ и $p = 4$.

За начало фазы можно выбрать любую из катушек, входящих в эту фазу. Чтобы выводы фаз конструктивно находились рядом в качестве начальных, выбираются катушки, расположенные вблизи друг к другу.

Шаг обмотки якоря по пазам определяется выражениями

$$y_п = z/(2p) - \varepsilon, \qquad (2.53)$$

где ε — укорочение;

или

$$y_п = \beta m q; \qquad (2.54)$$

здесь $\beta = y_п/\tau_п$, $\tau_п = mq$ — полюсное деление в пазах.

Для рассматриваемой обмотки

$$y_п = \beta m q = 0{,}8 \cdot 3 \cdot 5/4 = 3;$$

$$\beta = y_п/\tau_п = y_п/(mq) = 3/(3 \cdot 5/4) = 0{,}8.$$

Проектирование обмотки с целым числом q проще, чем с дробным. Если выбрано значение q, то известно $z = 2pmq$ и число кату-

шек в обмотке, равное z. При числе q пазов на полюс и фазу q катушек образует группу. Всех групп в обмотке имеется

$$z:q=z/q. \qquad (2.55)$$

На каждую фазу приходится групп

$$z/q:m=z/(qm). \qquad (2.56)$$

Нетрудно видеть, что число групп в фазе равно числу полюсов, так как

$$z/(qm)=qm2p/(qm)=2p. \qquad (2.57)$$

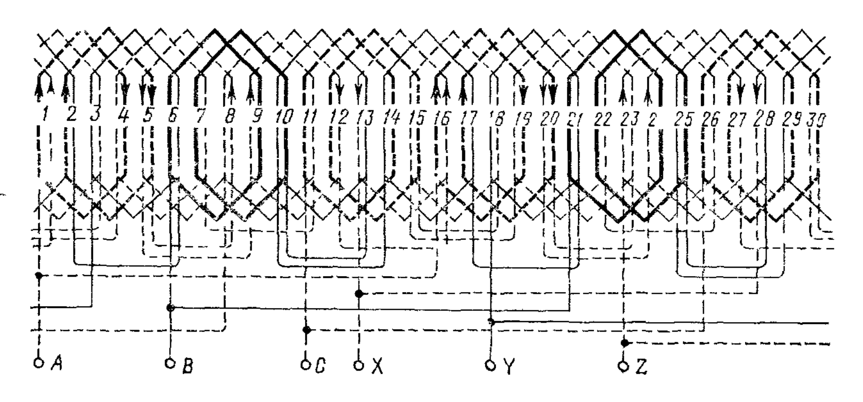


Рис 2 14. Электрическая схема соединений обмотки якоря. $m=3$, $q=1^1/_4$, $2p=4$, 1—30 — пазы

На практике это дает возможность по выполненной обмотке определить число пар полюсов.

Каждый полюс должен содержать все три фазы, поэтому каждый полюс имеет по q пазов на каждую фазу. Максимально возможное число параллельных ветвей обмотки

$$a_1=2p. \qquad (2.58)$$

После распределения катушек и катушечных групп по фазам вычерчивается электрическая схема обмотки. Выбираются начала фаз, шаг по пазам и скос пазов

$$y_п=\beta mq;\ \beta_{ск}=1 \text{ пазовое деление}$$

Для дальнейшего расчета обмотки якоря необходимо задаться допустимой плотностью тока в обмотке якоря j_a; по величине номинального тока определяется требующееся сечение провода:

$$S_a=I_н/(j_a a_1 a_2), \qquad (2.59)$$

где $I_н=P_н/(\sqrt{3}U_л)$;

или в общем случае

$$I_н = P_н/(mU_ф).$$

Выбор плотности тока в обмотке якоря зависит от ряда параметров: типа генератора, его мощности, линейной нагрузки, системы охлаждения, окружающих условий. В общем случае плотность тока выбирается в пределах от 5 до 40 А/мм². Широкие пределы в выборе плотности тока объясняются многообразием различных типов генераторов, спроектированных для различных областей применения, на разные мощности, с различными характеристиками и системами охлаждения (рис. 2 15): для генераторов с самовентиляцией неболь-

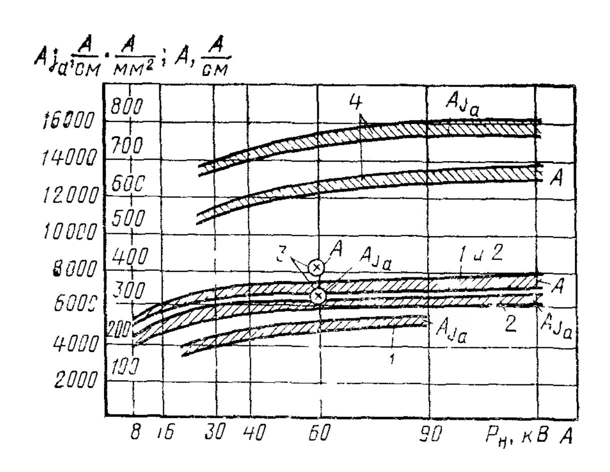


Рис 2 15 Значения параметров нагрузки якоря синхронных генераторов с различными системами охлаждения

1 — с самовентиляцией 2 — с продувом, 3 — с масляным канальным охлаждением 4 — со струйным масляным охлаждением

шой мощности (1—5 кВ·А) плотности тока $j_a = 7 \div 10$ А/мм²; для авиационных генераторов с охлаждением воздухом от скоростного напора $j_a = 12 \div 19$ А/мм²; для авиационных генераторов с масляным охлаждением $j_a = 18 \div 25$ А/мм²; для генераторов с глубоким охлаждением и испарительной системой $j_a > 40$ А/мм².

Выбор конкретных значений j_a определяется допустимой тепловой нагрузкой на якорь, которая в первом приближении определяется произведением Aj_a Максимально допустимые значения произведений Aj_a являются функцией мощности генератора (рис 2 15). Для лучших образцов генераторов с интенсивным охлаждением воздухом $Aj_a = 7000 \div 7150$ (А/см) (А/мм²). При более высоких значениях Aj_a вследствие больших перегревов разрушается даже теплостойкая изоляция. Для обычных генераторов с воздушным охлаждением, не рассчитанных на большие перегрузки, произведение Aj_a выбирается равным $Aj_a \leqslant 6500$.

Для мощных генераторов (30—120 кВ·А) с вращающимися выпрямителями, рассчитанных на полуторакратные перегрузки в течение 5 мин и двукратные в течение 5 с произведение $Aj_a \leqslant 5000$. Для генераторов, работающих при $\vartheta_{окр}=200 \div 250°$ С и на больших высотах, произведение $Aj_a \leqslant 4000$.

В настоящее время не имеется еще достаточных опытных данных по выбору произведения Aj_a для генераторов с масляным охлаждением. Допустимая величина Aj_a во многом зависит от температуры охлаждающего масла. Увеличение интенсивности охлаждения позволяет повысить допустимые значения произведения Aj_a.

При температуре охлаждающего масла 110—120° С и канальной системе охлаждения произведение Aj_a достигает значения $Aj_a \leqslant 8500$. При струйной масляной системе охлаждения $Aj_a \leqslant 15\,500$.

Для генераторов с самовентиляцией мощностью 0,5—10 кВ·А величина произведения Aj_a находится в пределах 600—2300, что объясняется слабой интенсивностью охлаждения и малыми значениями мощности.

В зависимости от площади поперечного сечения провода обмотки якоря выбираются марка провода и его размеры. Если площадь поперечного сечения меньше наименьшего сечения стандартной меди прямоугольного сечения ($S_a < 1{,}82$ мм²), то провод выбирается круглым. Если $S_a \geqslant 1{,}82$ мм², то провод выбирается прямоугольного сечения.

Выбор марки обмоточного провода зависит от температурных условий генератора и формы сечения провода. В настоящее время применяются провода следующих марок: ПЭВ-2, ПЭТВ, ПСДКТ, ПМ, ПЭКФ, ПНЭТ — круглого сечения и ПЭВП, ПЭТВ, ПСДКТ, ПЭТКСОТ, ПЭФП, ПНЭТП — прямоугольного сечения. В старых конструкциях генераторов применены провода марки ПЭЛШО. Провода марок ПЭВ-2 и ПЭВП (винифлексовые) относятся по нагревостойкости к классу А с температурой длительной эксплуатации +105° С. К классу А также относятся провода марки ПЭЛШО. Провода круглого и прямоугольного сечения марки ПЭТВ (с теплостойкой и высокопрочной изоляцией) относятся к классу В с температурой длительной эксплуатации +130° С. Провода ПСДКТ (со стеклянной двойной утоненной изоляцией) круглого и прямоугольного сечений относятся к классу Н с температурой длительной эксплуатации +180° С. К классу Н также относятся эмалированные провода прямоугольного сечения марки ПЭТКСОТ, имеющие более тонкую изоляцию, чем марки ПСДКТ, но обладающие меньшей механической прочностью (образуются трещины на сгибах). Эмалированные провода марок ПНЭТ и ПНЭТП (полиимидные) относятся к классу С с температурой длительной эксплуатации +250° С (в течение 400 ч). Провода с полиимидной эмалью имеют малую толщину пленки, которая в то же время обладает высокой механической прочностью. К классу С относятся также круглые провода марки ПЭКФ и прямоугольные марки ПЭФП с фторопластовой изоляцией.

Допускаемые ГОСТом и нормалями температуры нагрева проводов на практике часто значительно превышают, так как срок службы ряда машин относительно небольшой. Так, например, провода марки ПНЭТП класса С применяют с температурой нагрева до +300° С, провода марки ПСДКТ класса Н — до +200—250° С; провода ПЭВ-2, ПЭВП класса А — до 120—155° С; провода класса В — до 175° С. Кривые зависимости срока службы изоляции от температуры нагрева приведены на рис. 2.16.

В последние годы в ВЭИ разработаны теплостойкие провода, предназначенные для работы при температурах 250—600° С. Эти провода имеют никелированный медный провод. Никелирование предотвращает окисление поверхности медного провода при высоких температурах. Провода марок ПНСДК и ПНСДКТ изолируются двумя слоями стекловолокна, пропитанного кремнийорганическим лаком. Они предназначаются для работы при температурах +250÷400° С. Жаростойкие провода марки ПОЖ предназначаются для работы при температурах +500÷600° С. Они имеют изоляцию из стекловолокна, изготовленного на кремнийорганическом замасливателе, и пропитанную кремнийорганическим составом.

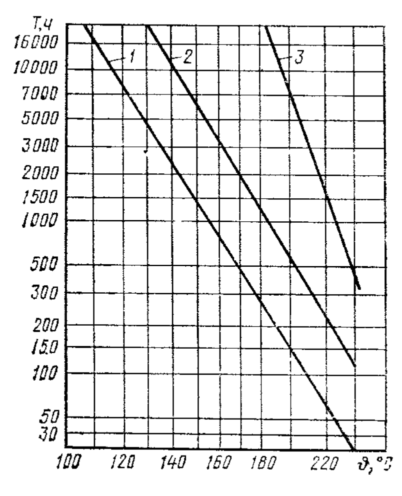


Рис. 2.16. Кривые зависимости срока службы изоляции различных классов нагревостойкости от температуры ϑ:

1 — ПЭВ-2, ПЭВП — класс А (длительно — 105° С); 2 — ПЭТВ, ПЭТВП — класс В (длительно — 130° С); 3 — ПСДКТ — класс Н (длительно — 180° С)

Пазы для обмотки якоря выполняются той или другой формы в зависимости от формы и размеров поперечного сечения обмоточного провода и от способа изготовления секций обмотки. Если обмоточный провод круглого сечения, то выбирается полузакрытый паз трапецеидальной формы с постоянным сечением зубцов (рис. 2.17, *в*, *е*) или грушевидной формы (рис. 2.17, *г*, *ж*). Такая форма паза в этом случае является наиболее целесообразной, так как лучше используется в магнитном отношении материал зубца, получается меньше высота паза, можно обеспечить большую механическую прочность зубцов.

Если обмоточный провод прямоугольного сечения, то пазы выполняются с параллельными стенками (рис. 2.17, *а*, *б*, *д*), так как в этом случае достигается лучшее использование объема паза. Пазы с параллельными стенками выполняются либо открытыми (*а*), либо полуоткрытыми (*б*, *д*).

Открытые пазы упрощают технологию укладки обмотки, позволяют укладывать предварительно изготовленные и полностью изо-

лированные секционные стороны. Они имеют меньшую проводимость для потоков рассеяния; обмотка имеет меньшее индуктивное сопротивление рассеяния. Однако при небольшом числе пазов, приходящихся на полюс, открытые пазы являются причиной значительных пульсаций индукции в воздушном зазоре и появления зубцовых гармоник в кривой ЭДС. Высокочастотные пульсации магнитной индукции обусловливают также значительные пульсационные потери в полюсных наконечниках, особенно если они массивные. При открытых пазах значителен коэффициент воздушного зазора k_δ, что

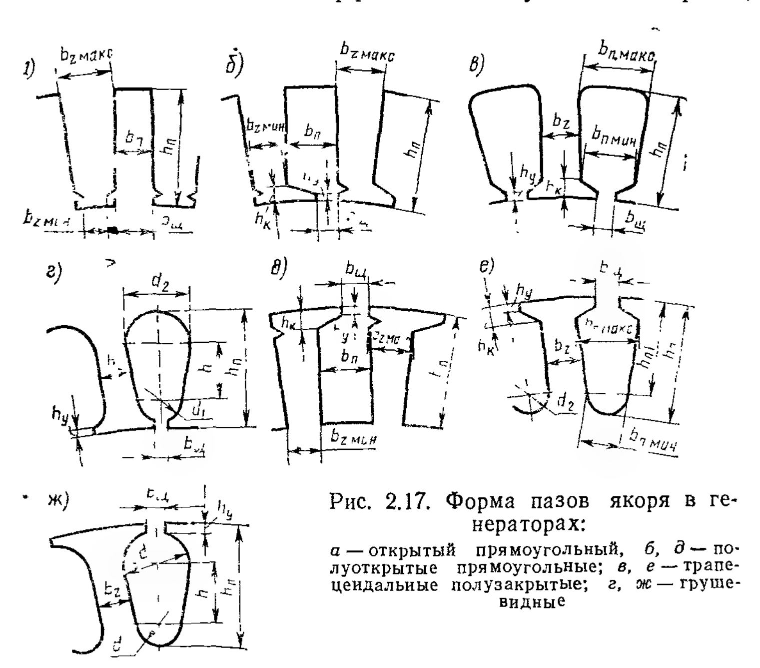


Рис. 2.17. Форма пазов якоря в генераторах:

а — открытый прямоугольный, *б*, *д* — полуоткрытые прямоугольные; *в*, *е* — трапецеидальные полузакрытые; *г*, *ж* — грушевидные

приводит к увеличению МДС воздушного зазора. Открытые пазы стараются не применять в авиационных генераторах.

При полуоткрытой форме пазов (рис. 2.17, *б*, *д*) в значительной мере устраняются недостатки, присущие открытым пазам. Однако при этой форме пазов усложняется технология укладки обмотки: отдельные проводники секционной стороны укладываются в изолированный паз поочередно. Ширина прорези паза должна обеспечивать свободную укладку в паз отдельных проводов с изоляцией. Поэтому прорезь паза может быть смещена от его оси симметрии, чтобы осуществить укладку прямоугольных проводов в пазу.

Выбор пазовой изоляции зависит от температурного режима генератора.

Если генераторы проектируются с тяжелым тепловым режимом на температуры 200—250° С, то выбирается теплостойкий вариант изоляции паза (рис. 2.18). В случае проводов марок ПЭВП, ПЭТВП, ПСДКТ в качестве пазовой изоляции применяется стек-

лослюдинит формовочный (коробочка) марки Г2ФК-1 толщиной 0,1 мм и гибкий стеклослюдинит марки ФС25К-10 (два слоя) толщиной по 0,1 мм. Для увеличения надежности изоляции предусматривается еще стеклолакоткань марки ЛСК толщиной 0,11 мм. В качестве материала межслойной изоляции и клина выбирается стеклотекстолит марок СТК-41 ($\Delta_{пр}=0{,}35$ мм) и СВФЭ-2 ($\Delta_{кл}=0{,}5$ мм; при $P_п \geqslant 90$ кВ·А $\Delta_{кл}=0{,}8$ мм) соответственно.

Для проводов марки ПНЭТП в качестве пазовой изоляции применяется стеклослюдинит формовочный толщиной 0,1 мм полиимидная пленка (два слоя) толщиной 2×0,004 мм. Суммарная толщина изоляции на сторону 0,18 мм. Припуск на шихтовку и укладку проводов по ширине паза составляет 0,15—0,2 мм, по высоте паза — 0,3 мм, в прорези — 0,3—0,4 мм.

Суммарные изоляционные зазоры по ширине паза Δb, по высоте паза Δh, по ширине прорези паза $\Delta b_щ$ с учетом высоты усика, толщины клина и припусков на шихтовку для паза с теплостойкой изоляцией характеризуются величинами, приведенными в табл. 2.16.

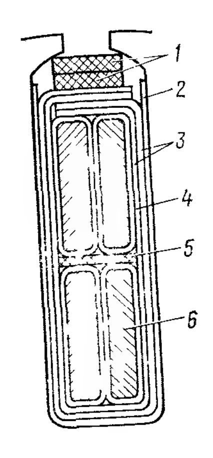


Рис. 2.18. Эскиз паза с теплостойкой изоляцией:

1 — клин, стеклотекстолит марки СКМ-1 или СВФЭ-2, 2×0,5 мм; 2 — формовочный стеклослюдинит марки ГФК-1 или ФС25К, 3 — гибкий стеклослюдинит марки ГС25К, 2×0,1 мм, 4 — стеклолакоткань ЛСК-7, 0,06—0,15 мм; 5 — межслойная изоляция — стеклотекстолит СКМ-1 0,5 мм, 6 — провод марки ПСДКТ или ПНЭТП

Таблица 2.16

Обозначения	Толщина изоляции для типа проводов		
	со стеклотканью ПСДКТ, ПЭВП, ПЭТВП	с фторопластом	специальная с полиимидной пленкой для проводов ПНЭТП
Δb	0,77—0,82	0,62	0,51—0,56
Δh	2,38—2,68	2,2	1,99—2,29
$\Delta b_щ$	0,72—0,82	0,53	0,46—0,56

Если генератор проектируется с обычным тепловым режимом, то выбирается нетеплостойкий вариант изоляции паза. Пазовая изоляция обычно состоит из электрокартона толщиной 0,1 мм (коробочка), шелковой лакоткани толщиной 0,06 мм, из электрокартона толщиной 0,15 мм. Межслойная изоляция применяется из электрокартона толщиной 0,2 мм. Клин изготовляется из текстолита толщиной 1,2 мм.

Площадь поперечного сечения паза должна обеспечивать укладку всех проводников, приходящихся на один паз, а также изоляции паза и клина.

Требующаяся площадь поперечного сечения паза $S_п$ определяется сначала приближенно

$$S_п = u_п S_{пр}/k_{з.п} = u_п S_a/k_{и.п},\qquad (2.60)$$

где $k_{з.п}$ — коэффициент заполнения паза; $k_{и\,п}$ — коэффициент использования паза; $S_{пр}$ — площадь поперечного сечения провода с изоляцией.

Для генераторов небольшой мощности (до 7,5 кВ·А) с обмоткой из проводов круглого сечения

$$k_{з.п} = 0{,}39 \div 0{,}43,\; k_{и.п} = 0{,}29 \div 0{,}37 \text{ при } d = 0{,}4 \div 1{,}8 \text{ мм}.$$

Значения коэффициентов $k_{з.п}$ и $k_{и\,п}$ в зависимости от диаметра голого провода приведены в табл. 2.17.

Таблица 2.17

d, мм	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
$k_{и.\,п}$	0,25	0,27	0,29	0,31	0,32	0,33	0,35	0,36	0,365	0,375	0,385
$k_{з.\,п}$	0,34	0,35	0,36	0,38	0,39	0,41	0,42	0,43	0,44	0,45	—

При выполнении обмотки из проводов прямоугольного сечения

$$k_{з.п} = 0{,}6 \div 0{,}70,\; k_{и.п} = 0{,}5 \div 0{,}58.$$

Затем определяются размеры паза.

Для зубца с постоянным сечением (см. рис. 2.17, *в*) необходимая его ширина

$$b_z = B_\delta t_z/(B_z k_{з.с}\gamma_в),\qquad (2.61)$$

а для зубца с неравномерным сечением (см. рис. 2.17, *б*)

$$b_{z\,мин} = B_\delta \pi D/(B_{z\,макс} k_{з.с}\gamma_в z).\qquad (2.62)$$

В формулах (2.61) и (2.62) B_δ — индукция в воздушном зазоре; $t_z = \pi D/z$ — зубцовое деление по диаметру якоря; B_z и $B_{z\,макс}$ — допустимые значения индукции в зубце; $k_{з\,с}$ — коэффициент заполнения сталью сечения магнитопровода якоря (см. табл. 2.18); $\gamma_в$ — коэффициент вытеснения магнитного потока от вихревых токов (см. табл. 2.19).

Подобные же формулы для определения b_z и $b_{z\,мин}$ получаются и при расположении обмотки якоря на роторе: для зубца с постоянным сечением [справедлива формула (2.61)], для зубца с неравномерным сечением [справедлива формула (2.62)].

Для того чтобы обеспечить механическую прочность зубцов и уменьшить влияние наклепа на магнитную проницаемость материала, должно быть выдержано условие

$$b_{z\,мин} \geqslant 2 \text{ мм}.\qquad (2.63)$$

Допустимые значения индукций B_z зависят от материала магнитопровода якоря и от формы паза и зубца. В авиационных генераторах при частотах $f \leqslant 1000$ Гц в качестве материала магнито-

провода выбирается листовая электротехническая сталь 1411 (Э-31) с толщиной листов $\Delta=0,35$ мм. При частотах $f\geqslant1000$ Гц выбирается листовая электротехническая сталь 1521 (Э-44) с толщиной листов $\Delta=0,2$ мм. В последнее время находят применение электротехнические листовые стали 27КХ (гиперко-27) и 49КФ2-ВИ (гиперко-49) с толщиной листов $\Delta=0,2$ мм.

Максимальные значения допустимых индукций выбираются (Тл):

а) для зубца с постоянным сечением

$B_z=1,4\div1,6$ — для стали 1411 (Э-31),

$B_z=1,7\div1,9$ — для стали 27КХ и 49КФ2-ВИ;

б) для зубца с неравномерным сечением

$B_{z\,\text{макс}}=1,6\div2,0$ — для стали 1411 (Э-31),

$B_z\leqslant1,7$ для сечения на $1/3$ высоты зубца от минимального,

$B_{z\,\text{макс}}=1,9\div2,1$ — для сталей 27КХ и 49КФ2-ВИ.

Наибольшие значения индукций $B_{z\,\text{макс}}$ при неравномерном сечении зубца относятся к генераторам с вращающимся якорем, когда $b_{z\,\text{мин}}$ малы, но ширина зубца быстро возрастает в радиальном направлении.

Величина коэффициента $k_{з\,с}$ зависит от толщины листа Δ и от вида изоляции листов (табл. 2.18).

Таблица 2.18

Толщина листа, мм	1,00	0,7	0,50	0,35	0,25	0,20	0,15
Изоляция листа термооксидирование	0,99	0,98	0,96	0,95	0,93	0,90	0,84
лак	0,98	—	0,94	0,93	0,91	0,88	0,81
тальковая суспензия	—	0,97	—	0,93	—	0,91	—

Величина коэффициента вытеснения магнитного потока $\gamma_в$ для стали 1411 (Э-31) зависит от частоты f, толщины листа Δ и марки стали (табл. 2.19).

Таблица 2.19

Δ, мм	Значения коэффициента $\gamma_в$ при различной частоте, Гц				
	400	1000	1200	1600	2900
0,35	0,94	0,83	0,80	0,72	0,57
0,2	0,99	0,95	0,99	0,92	0,86

Подсчитанная величина $b_{z\,мин}$ для зубца с **переменным** сечением определяет ширину паза $b_п$ (см. рис. 2.17, *б*).

Для генератора с якорем на статоре

$$b_п = \pi(D + 2h_к)/z - b_{z\,мин} \tag{2.64}$$

или для генератора с якорем на роторе

$$b_п = \pi(D - 2h_п)/z - b_{z\,мин}. \tag{2.65}$$

Высота коронки зубца $h_к = 1{,}3 \div 1{,}5$ мм. Высоту усика прорези выбирают равной $h_у = 0{,}5$ мм.

Ширина прямоугольного провода должна быть такой, чтобы выдерживалось равенство

$$b_п = n_1 b_{из} + 2\Delta'_{п.и} + \Delta'_{доп} = n_1 b_{из} + \Delta b, \tag{2.66}$$

где n_1 — число стержней провода, расположенных по ширине паза (рядом); $b_{из}$ — ширина изолированного стержня; $\Delta_{п\,и}'$ — толщина пазовой изоляции на одну сторону; $\Delta_{доп}' = 0{,}15 \div 0{,}2$ мм — допуск на укладку по ширине паза; Δb — величина, выбираемая согласно табл. 2.16.

Глубина паза $h_п$ (высота зуба) определяется высотой стержней обмотки, толщиной пазовой изоляции и клина, высотой усиков:

$$h_п = n_2 h_{из} + \Delta''_{п.и} + \Delta_{пр} + \Delta_{кл} + h_у + \Delta''_{доп} = n_2 h_{из} + \Delta h, \tag{2.67}$$

где n_2 — число стержней провода по высоте паза; $h_{из}$ — высота изолированного стержня; $\Delta''_{п.и} = 3\Delta'_{п.и} - 2\Delta_к$ — толщина пазовой изоляции по высоте паза (см. рис. 2.18); $\Delta_к$ — толщина пазовой изоляции коробочки; $\Delta_{пр}$ — толщина межслойной прокладки; $\Delta_{кл}$ — толщина клина; $h_у = 0{,}5$ мм — высота усиков; $\Delta''_{доп} = 0{,}3$ мм — допуск на укладку по глубине паза; Δh — величина, выбираемая согласно табл. 2.16.

Если вся пазовая изоляция обеих сторон перекладывается (внахлестку), то

$$\Delta''_{п.и} = 3\Delta'_{п.и}.$$

Максимальная ширина зубца при размещении обмотки на статоре (см. рис. 2.17, *б*):

$$b_{z\,макс} = \pi(D + 2h_п)/z - b_п; \tag{2.68}$$

при размещении обмотки на роторе (см. рис. 2.17, *д*)

$$b_{z\,макс} = \pi(D - 2h_к)/z - b_п. \tag{2.69}$$

Для зубца с постоянным сечением минимальная ширина паза при пазах на статоре (см. рис. 2.17, *в*)

$$b_{п.мин} = \pi(D + 2h_к)/z - b_z; \tag{2.70}$$

при пазах на роторе (см. рис. 2.17, e)

$$b_{\text{п.мин}}=\pi(D-2h_{\text{п}1})/z-b_z. \quad (2.71)$$

Если число проводников в пазу велико (маломощные генераторы), то глубина паза $h_{\text{п}}$ определяется по его требуемой площади (2.57). Если число проводников относительно невелико, то вычерчивается эскиз паза в увеличенном масштабе и производится размещение проводников, пазовой изоляции и клина.

Максимальная ширина паза:

при пазах на статоре (см. рис. 1.17, $в$)

$$b_{\text{п.макс}}=\pi(D+2h_{\text{п}})/z-b_z; \quad (2.72)$$

при пазах на роторе (см. рис. 1.17, $с$)

$$b_{\text{п.макс}}=\pi(D-2h_{\text{к}})/z-b_z. \quad (2.73)$$

Диаметр d_2 для паза (см. рис. 1.17, e) можно подсчитать по формуле

$$d_2=\sqrt{(zb_{\text{п.макс}}-12{,}6\,S_{\text{п}})/(z-5)}. \quad (2.74)$$

Размеры грушевидного паза (см. рис. 1.17, $г$, $ж$) подсчитываются по формулам·

диаметры окружностей

$$d_1=[\pi(D\mp 2h_{\text{у}})-zb_z]/(z_1\pm\pi), \quad (2.75)$$

$$d_2=\sqrt{[d_1^2(z\pm 5)\mp 4\pi S_{\text{п}}]/(z\mp 5)}; \quad (2.76)$$

расстояние между центрами окружностей

$$h=\pm[(d_1-d_2)/(2\pi)]\,z; \quad (2.77)$$

высота паза

$$h_{\text{п}}=h+h_{\text{у}}+(d_1+d_2)/2. \quad (2.78)$$

Верхние знаки относятся к пазу внутреннего якоря (см. рис. 1.15, $ж$), а нижние — к пазу наружного якоря (см. рис. 1.17, $г$).

Отношение глубины паза $h_{\text{п}}$ к его средней ширине $b_{\text{п}}$ для пазов статора выбирается в пределах 1,5—2,5, а для пазов ротора — в пределах 2,5—4.

При наличии скоса пазов якоря ширина паза

$$b_{\text{п.ск}}=b_{\text{п}}/\sqrt{(c/l)^2+1}+\Delta c/l, \quad (2.79)$$

где $b_{\text{п}}$ — ширина паза без учета скоса пазов; c — скос пазов по дуге окружности якоря; l — активная длина якоря; Δ — толщина листа стали.

Ширина прорези (щели) паза $b_{\text{щ}}$ должна превышать толщину провода с изоляцией (мм)

$$b_{\text{щ}}\geqslant b_{\text{из}}+\Delta b_{\text{ш}}, \quad (2.80)$$

или

$$b_{щ} \geqslant d_{из} + \Delta b_{щ}, \qquad (2.81)$$

где $d_{из}$ — диаметр изолированного провода; $\Delta b_{щ}$ — припуск по ширине прорези (щели) паза (см. табл. 2.16).

Расчет активных и индуктивных сопротивлений обмотки якоря. Имея данные обмотки якоря, можно подсчитать активное и индуктивное сопротивления. Для этого необходимо знать длину активной и лобовой частей витка.

Расчет средней длины витка якоря.

Вращающийся якорь.

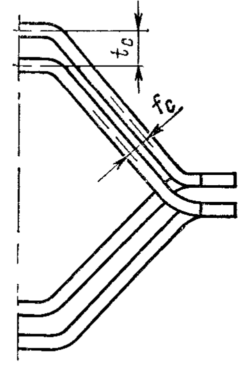


Рис. 2.19. **Лобовая часть обмотки**

Средняя ширина секции

$$\tau_{у} = \pi (D - b_{п}) y_{п}/z, \qquad (2.82)$$

где $y_{п}$ — шаг обмотки, выраженный числом пазовых делений.

Длина лобовой части (см):

для мягкой секции

$$l_s = 0{,}3 + A_1 \tau_{у}. \qquad (2.83)$$

Коэффициент A_1 выбирается согласно табл. 2.20;

для жесткой секции (рис. 2.19)

$$l_s = \tau_{у}/\cos \alpha_{с} + 0{,}6 + \pi h_{из}, \qquad (2.84)$$

где $\alpha_{с}$ — угол поворота секции; $h_{из}$ — высота проводника в изоляции;

$$\sin \alpha_{с} = f_{с}/t_{с};$$

Таблица 2.20

$2p$	6	8	10	12
A_1	1,95	2,1	2,2	2,35

здесь $f_{с}$ — расстояние между осями средних секций после поворота; $t_{с}$ — зубцовое деление по верхнему диаметру обмоточной меди

$$t_{с} = \pi (D - 2h_{к})/z, \qquad (2.85)$$

где $h_{к}$ — высота коронки зубца (см. рис. 2.17).

Длина (средняя) витка секции (м)

$$l_{a\,ср} = 2 (l_a + l_s)\, 10^{-2}. \qquad (2.86)$$

Неподвижный якорь.

Для обмотки с жесткими секциями средняя ширина секции

$$\tau_{у} = \pi (D + h_{п} + h_{к}) y_{п}/z. \qquad (2.87)$$

Длина лобовой части для жесткой секции (см)

$$l_s = \tau_у / \cos\alpha_с + 1{,}0 + h_п, \qquad (2.88)$$

где $\sin\alpha_с = (b_п + s)/t_с$ — синус угла поворота секции в лобовой части; здесь $b_п$ — ширина паза; $s = 0{,}08 \div 0{,}12$ — зазор между секциями средних пазов в лобовой части, см;

$$t_с = \pi(D + 2h_к)/z \qquad (2.89)$$

— зубцовое деление по нижнему диаметру обмоточной меди.

Примечание. $\sin\alpha_с \geqslant 0{,}6$. Если при заданном s $\sin\alpha_с < 0{,}6$, то следует увеличить s, чтобы получить $\sin\alpha_с = 0{,}6$.

Вылет лобовой части (см)

$$l_в = \tau_у \sin\alpha_с/(2\cos\alpha_с) + 0{,}5 + h_п/2. \qquad (2.90)$$

Для обмотки с мягкими секциями средняя ширина секции

$$\tau_у = \pi(D + h_п)\, y_п/z. \qquad (2.91)$$

Средняя длина лобовой части (см)

$$l_s = K_1\tau_у + 1{,}0. \qquad (2.92)$$

Вылет лобовой части

$$l_в = K_2\tau_у + 0{,}5. \qquad (2.93)$$

Значения коэффициентов K_1 и K_2 приведены в табл. 2.21.

Таблица 2.21

$2p$	2	4	6	$\geqslant 8$
K_1	1,2	1,25	1,4	1,5
K_2	0,26	0,30	0,40	0,47

Средняя длина витка секции (м)

$$l_{a\,ср} = 2(l_a + l_s)\,10^{-2}, \qquad (2.94)$$

l_a — длина пакета якоря.

При ориентировочных подсчетах среднюю длину витка обмотки можно определить по более простой формуле

$$l_{a\,ср} \approx 2(l_a + 1{,}5\tau). \qquad (2.95)$$

Расчет активного сопротивления якоря. Омическое сопротивление фазы обмотки якоря

$$r = l_{a\,ср} w_ф (1 + \alpha_\vartheta \Delta\vartheta)/(57\, S_a\, a_1 a_2), \qquad (2.96)$$

где $l_{a\,ср}$ — средняя длина витка согласно (2.94), м; S_a — сечение проводника, мм²; α_ϑ — температурный коэффициент сопротивления; $\alpha_\vartheta=0{,}004$ — для меди; $\Delta\vartheta$ — перегрев свыше 20° С.

Вследствие появления вихревых токов, вызывающих неравномерное распределение тока по сечению проводника, активное сопротивление обмотки якоря больше омического, подсчитанного по формуле (2.96). Его значение

$$r_a=r\gamma_a, \tag{2.97}$$

где γ_a — коэффициент вытеснения тока в проводнике.

Коэффициент вытеснения тока определяется только в том случае, если

$$h_{ст}\sqrt{f/50}>1,$$

где $h_{ст}$ — полная высота (или диаметр) голого проводника, см; f — частота тока.

Если $h_{ст}\sqrt{f/50}\leqslant 1$, то $\gamma_a\approx 1$.

Коэффициент вытеснения тока учитывается для высоких частот ($f\geqslant 400$ Гц) и может быть подсчитан по формулам:

а) для проводников прямоугольного сечения двухслойной обмотки

$$\gamma_a=1+\{(n_2^2-0{,}2)/[9(1+\lambda_л)]\}\,h^2_{прив}, \tag{2.98}$$

где n_2 — число проводников по высоте паза (друг над другом); $\lambda_л=l_s/l_a$ — отношение одного лобового соединения к длине якоря; $h_{прив}=\alpha_{пр}h_{ст}$ — приведенная высота проводника; здесь $\alpha_{пр}$ — коэффициент приведения:

$$\alpha_{пр}=2\pi\sqrt{\frac{b_{пр}}{b_п}\,\frac{f}{(1/57)(1+\alpha_\vartheta\Delta\vartheta)\,10^5}}\,;$$

$b_{пр}$ — суммарная ширина проводов в слое (без изоляции), см; $b_п$ — ширина паза, см;

б) для обмотки из проводов круглого сечения

$$\gamma_a=\left[1+\frac{n_2^2-0{,}2}{15{,}25\,(1+\lambda_л)}\,d^4\left(\frac{f}{50}\right)^2\right]. \tag{2.99}$$

В формуле (2.99) приняты те же обозначения, что и в (2.98); n_2 — число круглых проводников по высоте паза (друг над другом); d — диаметр круглого голого проводника, см.

При частоте 400 Гц и применяемых сечениях проводов в авиационных генераторах омическое и активное сопротивления обмотки якоря почти одинаковы.

Расчет индуктивного сопротивления рассеяния.

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки переменного тока, распределенной в пазах, вычисляется по формуле

$$X_s=E_s/I=1{,}26f\,(w_ф^2/pq)\,l\sum\lambda\cdot 10^{-7}, \tag{2.100}$$

где l — длина пакета якоря, см; p — число пар полюсов; $\Sigma\lambda = \lambda_п + \lambda_к + \lambda_д + \lambda_л$ — суммарная удельная проводимость для потоков рассеяния; $\lambda_п$, $\lambda_к$, $\lambda_д$, $\lambda_л$ — удельные проводимости рассеяния соответственно пазовые, коронок зубцов, дифференциальные и лобовых частей.

Значения удельных проводимостей рассеяния можно определить с помощью следующих расчетных формул (для двухслойных обмоток).

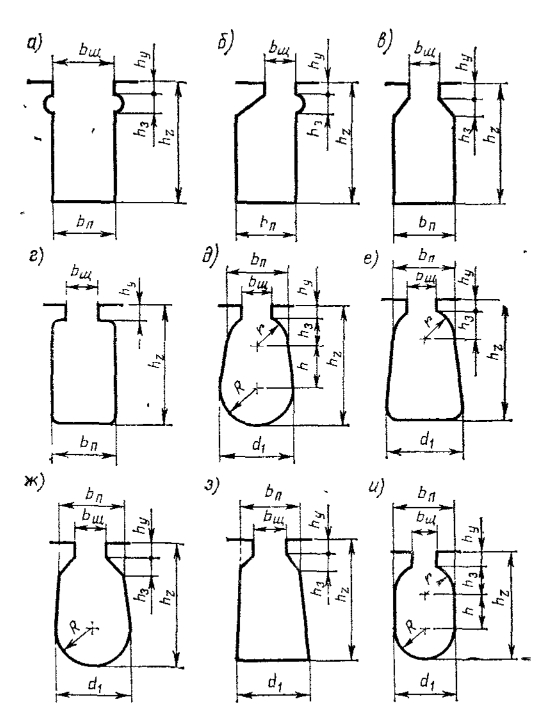


Рис. 2.20. Схемы для расчета пазовых рассеяний

1. Удельная проводимость пазового рассеяния:
для открытого паза (рис. 2.20, *а*)

$$\lambda_п = 0{,}4\pi \left[\frac{2h_{из} + \Delta_{пр}}{3b_п} k_\beta + \frac{h_z - (2h_{из} + \Delta b/2 + \Delta_{пр})}{b_п} k_{\beta 1} \right], \quad (2.101)$$

где $\Delta_{пр}$ — толщина межслойной изоляционной прокладки; Δb — толщина изоляции по ширине паза (см. табл. 2.16); $h_{из}$ — высота изолированного провода; k_β и $k_{\beta 1}$ — коэффициенты, учитывающие уменьшение рассеяния вследствие укорочения шага обмотки и являющиеся функцией коэффициента укорочения $\beta = y_п/\tau_п$; $y_п$ — шаг обмотки (в пазовых делениях); $\tau_п$ — полюсное деление (в пазовых делениях).

Значения коэффициентов k_β и $k_{\beta 1}$ берутся по кривым (рис. 2.21). Для полуоткрытого или полузакрытого паза (рис. 2.20, *б*, *в*)

$$\lambda_п=0{,}4\pi\left[\frac{2h_{из}+\Delta_{пр}}{3b_п}k_\beta+\left(\frac{h_z-2h_{из}-\Delta b'2-\Delta_{пр}-h_з-h_у}{b_п}+\right.\right.$$
$$\left.\left.+\frac{3h_з}{b_п+2b_щ}+\frac{h_у}{b_щ}\right)k_{\beta 1}\right]. \qquad (2.102)$$

Для трапециевидного паза:
круглый верх, круглое дно (рис. 2.20, *г*, *д*)

$$\lambda_п=0{,}4\pi\left[\frac{h_z-(0{,}1\,d_1+\Delta h+h_у+\Delta_{кл})}{3b_п}k_\beta+\left(0{,}785+\right.\right.$$
$$\left.\left.+\frac{\Delta h-b_щ}{2b_п}+\frac{h_у}{b_щ}\right)k_{\beta 1}\right], \qquad (2.103а)$$

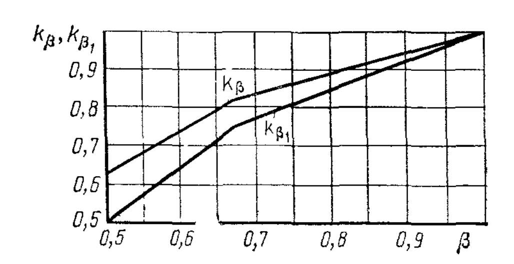


Рис. 2.21. Зависимость кривых k_β и k_{β_1} от шага обмотки β

где $\Delta_{кл}$ — толщина клина;

круглый верх, плоское дно (рис. 2.20, *е*)

$$\lambda_п=0{,}4\,\pi\left[\frac{h_z-(\Delta h+h_у+\Delta_{кл})}{3b_п}k_\beta+\left(0{,}785+\frac{\Delta h-b_щ}{2b_п}+\frac{h_у}{b_щ}\right)k_{\beta 1}\right]; \qquad (2.103б)$$

трапециевидный верх, круглое дно (рис. 2.20, *ж*)

$$\lambda_п=0{,}4\pi\left[\frac{h_z-(0{,}1d_1+\Delta h+h_у+\Delta_{кл})}{3b_п}k_\beta+\left(\frac{\Delta h}{2b_п}+\frac{3h_з}{b_п+2b_щ}+\frac{h_у}{b_щ}\right)k_{\beta 1}\right]; \qquad (2.103в)$$

трапециевидный верх, плоское дно (рис. 2.20, *з*)

$$\lambda_п=0{,}4\pi\left[\frac{h_z-(\Delta h+h_у+\Delta_{кл})}{3b_п}k_\beta+\left(\frac{\Delta h}{2b_п}+\frac{3h_з}{b_п+2b_щ}+\frac{h_у}{b_щ}\right)k_{\beta 1}\right]; \qquad (2.103г)$$

для овального паза (рис. 2.20, *и*)

$$\lambda_п=0{,}4\pi\left[\frac{h_z-(0{,}1b_п+\Delta h+h_у+\Delta_{кл})}{3b_п}k_\beta+\right.$$

$$+\left(0{,}785+\frac{\Delta h-b_{\text{щ}}}{2b_{\text{п}}}+\frac{h_{\text{у}}}{b_{\text{щ}}}\right)k_{\beta 1}\Big]. \qquad (2.103\text{д})$$

Для обмоток с относительным шагом $\beta \geqslant 2/3$ коэффициенты k_β и $k_{\beta 1}$ можно определить по следующим формулам: $k_\beta = (7+9\beta)/16$, $k_{\beta 1} = (1+3\beta)/4$.

Для однослойных обмоток $k_\beta = 1$ и $k_{\beta 1} = 1$.

2. Удельная проводимость в воздушном зазоре:

рассеяние по коронкам зубцов (для машин с большим зазором)

$$\lambda_{\text{к}} = 1{,}25 \cdot 5\delta/(5b_{\text{щ}} + 4\delta), \qquad (2.104)$$

где δ — воздушный зазор под серединой полюса; $b_{\text{щ}}$ — ширина прорези паза;

дифференциальное рассеяние

$$\lambda_{\text{д}} = 0{,}2(\tau/\pi\delta)(z/p)(k_{\text{о}}^2 \sigma_\delta), \qquad (2.105)$$

где σ_δ — коэффициент дифференциального рассеяния; $k_{\text{о}}^2\sigma_\delta = \sum\left(\frac{k_{\text{о}\nu}}{\nu}\right)^2$ — величина, выбираемая согласно табл. 2.22 (взяты $\nu = 5;\ 7;\ 11;\ 13$).

В случае дробного значения q значение $\sigma_\delta k_{\text{о}}^2$ выбирается по q, равному числителю дроби.

Таблица 2.22

q	β	$\sigma_\delta k_{\text{о}}^2$	β	$\sigma_\delta k_{\text{о}}^2$	β	$\sigma_\delta k_{\text{о}}^2$	β	$\sigma_\delta k_{\text{о}}^2$
2	1	0,0265	0,885	0,0205	0,66	0,0199	0,5	0,0133
3	1	0,0129	0,89	0,0103	0,78	0,009	0,666	0,0097
4	1	0,0082	0,92	0,0066	0,835	0,0055	0,75	0,0054
5	1	0,0059	0,935	0,005	0,865	0,0038	0,735	0,0038
6	1	0,0047	0,8	0,0018	0,6	0,0034	0,4	0,0013
7	1	0,004	0,8	0,0018	0,6	0,003	0,4	0,001
8	1	0,0035	0,8	0,0015	0,6	0,0026	0,4	0,001
9	1	0,0032	0,8	0,0012	0,6	0,0023	0,4	0,0008

3. Удельная проводимость потока рассеяния вокруг лобовых частей обмотки:

при однослойной двухплоскостной катушечной обмотке

$$\lambda_л = (0{,}84q/l)(l_s - 0{,}64\tau); \qquad (2.106)$$

при однослойной трехплоскостной катушечной обмотке

$$\lambda_л = (0{,}59q/l)(l_s - 0{,}64\tau); \qquad (2.107)$$

при однофазной двухслойной обмотке

$$\lambda_л = 0{,}35[1 - 0{,}6(2pQ/z)](Q/l)(l_л - 0{,}64\beta\tau),$$

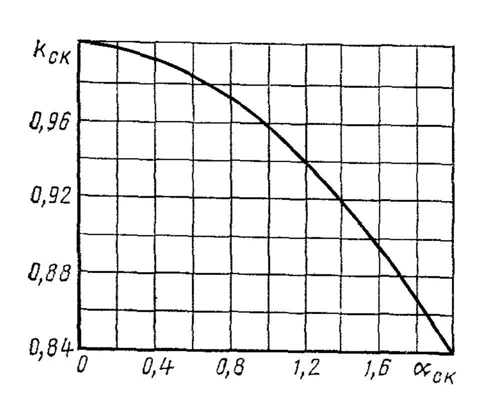


Рис. 2.22. Коэффициент скоса пазов для первой гармонической составляющей

где Q — число заполненных пазов на полюс и фазу; $Q = 2q$ — при использовании двух фаз трехфазной обмотки;

при двухслойной трехфазной обмотке

$$\lambda_л = (0{,}42q/l)(l_s - 0{,}64\beta\tau). \qquad (2.108)$$

Расчет обмоточных коэффициентов. При определении главных размеров генератора, как уже известно, предварительно задаются значениями обмоточных коэффициентов: укорочения $k_у$, распределения $k_р$ и скоса $k_{ск}$. Имея уже спроектированную обмотку якоря, теперь необходимо определить действительные значения этих коэффициентов. Расчет ведется по формулам (2.10)—(2.13), (2.28) и (2.34), или коэффициенты определяются с помощью табл. 2.4, 2.5, 2.12 и 2.18.

Значение коэффициента скоса $k_{ск}$ может быть найдено с помощью кривой, представленной на рис. 2.22.

§ 2.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРОВ МАГНИТОПРОВОДА ГЕНЕРАТОРА

При определении размеров магнитопровода генератора выбирают допустимые значения индукций для различных участков магнитной цепи при наибольшей нагрузке генератора и затем, подставляя эти значения в расчетные формулы, вычисляют площадь поперечного сечения и размеры отдельных участков магнитопровода (рис. 2.23 и 2.24).

При этом необходимо окончательно уточнить величину магнитного потока в воздушном зазоре по значению внутренней ЭДС E_i при номинальной нагрузке (Вб):

$$\Phi_\delta = E_i/(4k_ф k_о f w_ф). \qquad (2.109)$$

Величину E_i для максимальной и номинальной нагрузок подсчитаем по формуле

$$E_i = \sqrt{(U_и \cos\varphi + Ir_а)^2 + (U_и \sin\varphi + IX_s)^2}. \qquad (2.110)$$

Определение размеров спинки якоря. Радиальная высота спинки якоря (рис. 2.23 и 2.24)

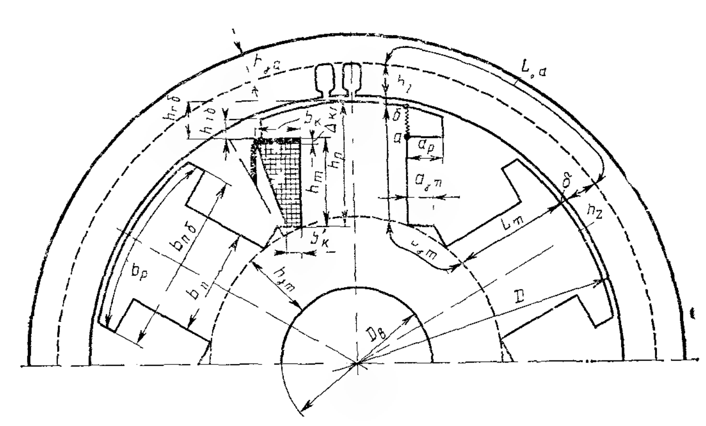


Рис. 2.23. Эскиз магнитной цепи генератора с вращающейся полюсной системой

$$h_{ja} = \Phi_\delta \cdot 10^4/(2lk_{з.с}B_{ja}), \qquad (2.111)$$

где l — длина якоря, см; $k_{з.с}$ — коэффициент заполнения сталью сечения магнитопровода якоря, выбираемой согласно табл. 2.18; B_{ja} — допустимое значение индукции в спинке якоря.

Как уже указывалось, в качестве материала магнитопровода якоря для генераторов с частотой 400 Гц применяются стали: 1411 (Э-31) толщиной $\Delta = 0{,}35$, 27КХ (гиперко-27) толщиной $\Delta = 0{,}2$ мм или 49КФ2-ВИ (гиперко-49). Допустимые индукции B_{ja} в спинке якоря для стали 1411 (Э-31) выбираются $B_{ja} \leqslant 1{,}5$ Тл — для генераторов с вращающимися полюсами, $B_{ja} \leqslant 1{,}6$ Тл — для генераторов с вращающимся якорем.

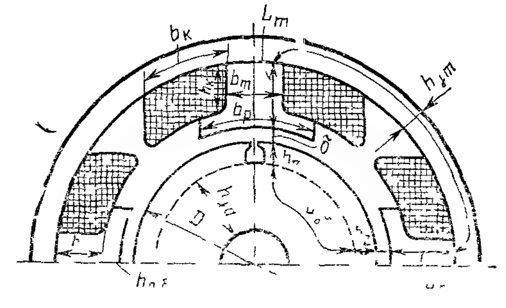


Рис. 2.24. Эскиз магнитной цепи генератора с вращающимся якорем

Для генераторов с вращающимися полюсами и магнитопровода якоря из сталей 27КХ и 49КФ-2-ВИ выбираются допустимые индукции $B_{ja} \leqslant 1{,}7$ Тл.

Выбор более высоких значений B_{ja} ведет к чрезмерному повышению потерь в стали и сильному увеличению МДС обмотки воз-

буждения. В некоторых случаях в многополюсных машинах высота спинки якоря h_{ja} определяется не магнитными нагрузками, а необходимой жесткостью пакета. Поэтому индукции B_{ja} получаются небольшие.

При работе генератора в режиме перегрузки возрастает магнитный поток Φ_δ и, следовательно, индукции в магнитопроводе (в зубцах и спинке якоря при двойной перегрузке на 8—10%). Во избежание запирания магнитного потока вследствие насыщения это явление должно учитываться при расчете. Значение Φ_δ определяется для режима максимальной нагрузки.

Определение размеров полюсной системы. Конструктивное выполнение и крепление полюсов определяется типом выбранной маг-

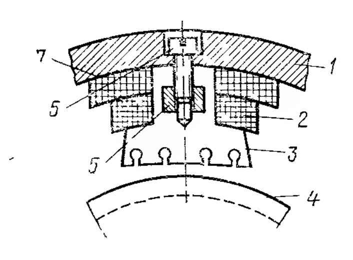


Рис. 2.25. Крепление полюса на корпусе:

1 — корпус; 2 — обмотка возбуждения; 3 — полюс; 4 — якорь; 5 — центральная заклепка (прямоугольный брус); 6 — винт; 7 — наружная изоляция катушки от полюса (ЛСК-7)

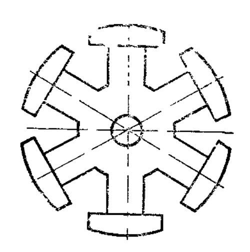


Рис. 2.26. Цельноштампованный лист индуктора ротора

нитной системы с вращающимися якорем или полюсами.

В первом случае генератор подобен машине постоянного тока. Полюса крепятся на корпусе. Крепление осуществляется с помощью винтов и центральной заклепки, которая проходит через середину полюса (рис. 2.25). Так как полюса с обмотками возбуждения неподвижны, то такой способ крепления оказывается надежным и технологичным.

При вращающемся индукторе крепление полюсов с катушками возбуждения представляет значительные трудности. Большие центробежные силы, возникающие при вращении полюсной системы, требуют прочной и надежной конструкции крепления полюсов. Кроме этого, конструкция индуктора должна обеспечивать эффективное охлаждение катушек обмотки возбуждения. Поэтому в целях придания индуктору высокой механической прочности, как правило, в авиационных генераторах он собирается из целиком штампованных листов (рис. 2.26). При такой конструкции индуктора катушки наматываются вручную, что сильно увеличивает трудоемкость обмоточных работ. Коэффициент заполнения сечения катушки медью получается низким. Катушки от полюсов изолируются с помощью манжет из стекломиканита марки СТК.

Полюса на ступице крепят также с помощью винтов (рис. 2.27). Недостатком этого способа крепления является то, что мала надежность конструкции, а число винтов, определенное из механической прочности конструкции, велико; сильно искажается поле в воздушном зазоре. Для быстроходных генераторов такая конструкция вообще неприемлема из-за больших центробежных сил.

Другой разновидностью конструкции полюсов является составной полюс (рис. 2.28). Полюсные башмаки набирают из листов электротехнической стали, которые скрепляются заклепками; полюса со ступицей — литые. Полюсные башмаки крепят на полюсах с помощью винтов. Полюсные башмаки собирают с полюсами пос-

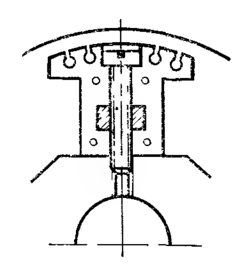


Рис. 2.27. Крепление полюса на ступице с помощью винта

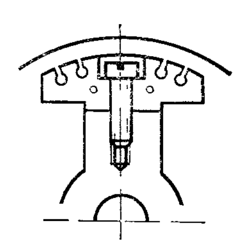


Рис. 2.28. Крепление полюсных башмаков на полюсе с помощью винтов

ле укладки обмотки возбуждения. Эта конструкция полюсной системы является более приемлемой, чем предыдущая, так как меньше масса внешней части полюса, но механическая прочность этой конструкции также получается малой при высоких скоростях вращения.

Размеры полюса (рис. 2.23 и 2.24) определяются расчетными величинами и необходимой площадью поперечного сечения отдельных участков для проведения магнитного потока.

Длина полюсной дуги

$$b_p=\alpha_p\tau. \qquad (2.112)$$

Ширина полюсной дуги

$$b_{\text{п.б}}=(D\pm 2\delta_{\text{макс}})\sin(b_p/2\pi D)360^\circ. \qquad (2.113)$$

Здесь знак (—) относится к полюсам на роторе, а знак (+) — на статоре.

Ширина полюса

$$b_m=\sigma_{\text{sп}}\Phi_\delta\cdot 10^4/(l_m k_{\text{з.с}} B_m), \qquad (2.114)$$

где $\sigma_{\text{sп}}$ — коэффициент рассеяния потока полюсов; l_m — длина активной части индуктора; B_m — допустимая индукция в полюсе. Обычно $b_m=(0{,}38\div0{,}44)\tau$.

Предварительно коэффициент рассеяния можно выбрать: для генераторов с полюсами на роторе $\sigma_{sп}=1,1\div1,12$; для генераторов с полюсами на статоре $\sigma_{sп}=1,06\div1,08$.

При двойной перегрузке $\sigma_{sп}$ возрастает до величины $1,2\div1,3$ — для генераторов с полюсами на роторе и до 1,15—1,2 — для генераторов с полюсами на статоре.

Величина магнитного потока Φ_δ определяется по (2.109) для максимальной нагрузки. Длину полюса l_m принимают примерно равной расчетной длине якоря l.

В многополюсных генераторах небольшой мощности с явновыраженными полюсами на роторе для получения меньшей ширины полюса и увеличения межполюсного пространства для размещения обмотки возбуждения длину полюса принимают на 0,3—0,5 см больше длины якоря

$$l_m=l+(0,3\div0,5). \qquad (2.115)$$

Выбор индукции B_m зависит от материала полюса. Полюса обычно выполняются из листов электротехнической стали марки Э (Армко), 10 или 27КХ (гиперко-27) толщиной $\Delta=1$ мм (для 27КХ $\Delta=0,7$ мм). Для высокооборотных генераторов применяется также высокопрочная листовая сталь марки 30ХГСА с толщиной листа $\Delta=0,5$ мм. Полюса, расположенные на статоре в генераторе небольшой мощности, выполняются также сплошными из сталей 10 или 30ХГСА. Представляет интерес использование для полюсов кованого пермендюра (40—50% СО), обладающего высокой магнитной проницаемостью. Недостатком пермендюра является то, что он имеет невысокую механическую прочность и разброс в магнитных характеристиках.

Допустимые индукции в сердечнике полюса составляют (Тл) $B_m\leqslant1,4\div1,6$ для стали Э; $B_m\leqslant1,4$ для стали 10, 30ХГСА; $B_m\leqslant1,8\div2,0$ для 27КХ (гиперко-27); $B_m\leqslant1,8$ для пермендюра.

Значения коэффициента заполнения $k_{з\,с}$ выбираются по табл 2.18. В случае сплошных полюсов $k_{з\,с}=1$.

Ярмо индуктора с внутренними полюсами, как уже указывалось, в основном выполняется заодно с полюсом из листов электротехнических сталей марки Э, 10 и гиперко-27 толшиной $\Delta=1$ мм. Ярмо индуктора с полюсами на статоре (корпус) изготовляется сплошным из стали 10 или марки Э.

Высота спинки ярма индуктора с полюсами на роторе определяется выражением

$$h_{jm}=\sigma_{sj}\Phi_\delta 10^4/(2l_m k_{з.с} B_{jm}), \qquad (2.116)$$

где σ_{sj} — коэффициент рассеяния относительно ярма (при двойной перегрузке $\sigma_{sj}=1,25\div1,30$); B_{jm} — допустимая магнитная индукция в ярме индуктора (выбираются такими же, как в полюсе). На практике $h_m\approx0,55\,b_m$.

Если полюса размещаются на статоре, то, как правило, осевая длина ярма статора делается больше длины полюсов, чтобы перекрыть катушки обмотки возбуждения:

$$l_{j\text{к}} = l_m + 2b_\text{к}, \qquad (2.117)$$

где $b_\text{к}$ — ширина одной катушечной стороны обмотки возбуждения ($b_\text{к} = 2{,}0 \div 2{,}5$ см при мощности генераторов 15—30 кВ·А и охлаждении продувом воздуха; $b_\text{к} = 1{,}5 \div 2{,}5$ см при мощности 3—5 кВ·А и охлаждении воздухом от вентилятора).

Поэтому величина h_{jm} определяется выражением

$$h_{jm} = \sigma_{s\text{п}} \Phi_\delta \cdot 10^4 / (2 l_{j\text{я}} k_{\text{з.с}} B_{jm}). \qquad (2.118)$$

Значения допустимых индукций могут быть взяты такими же, как и для полюса. Однако они могут получиться и меньше по величине, если размер h_{jm} определяется конструктивным выполнением ротора (рис. 2.23). Коэффициент рассеяния σ_{sj} при двойной перегрузке можно взять $\sigma_{sj} = 1{,}2 \div 1{,}25$. Допустимые значения индукции для ярма статора выбираются по нижнему пределу ($B_{jm} \leqslant 1{,}4$ Тл для сталей Э и 10), так как величина средней силовой линии ярма l_{jm} значительна (рис. 2.24).

Размеры полюсного башмака можно определить только ориентировочно. Высота полюсного башмака (рис. 2.23)

$$h_{\text{п.б}} \approx h'_{\text{п.б}} + R - \sqrt{R^2 - (b_p/2)^2}, \qquad (2.119)$$

где $h_{\text{п б}}'$ — толщина края полюсного башмака, выбираемая исходя из конструктивных соображений и размещения демпферной (успокоительной) клетки; R — радиус обработки полюса [см. (2.33)].

При выборе высоты полюсного башмака также необходимо учитывать, чтобы площадь сечения *аб* (рис. 2.23) была достаточна для проведения потока в край полюса:

$$S_{аб} \geqslant [(b_p - b_m)/2]\, \Phi_\delta \cdot 10^4 / (b_p B_{\text{п.б}}); \qquad (2.120)$$

$$h_{аб} \geqslant (B_\delta / B_{\text{п.б}}) [(b_p - b_m)/2]. \qquad (2.121)$$

Здесь $h_{аб}$ — высота полюсного башмака в сечении *аб*; $B_{\text{п б}}$ — допустимое значение индукции в полюсном башмаке (выбирается таким же, как в полюсе).

При определении площади $S_{аб}$ учитывают наличие пазов демпферной клетки. Для авиационных генераторов $h_{\text{п б}} = (0{,}11 \div 0{,}15)\tau$.

Высота полюса h_p находится в пределах

$$h_p = (0{,}25 \div 0{,}35)\tau \text{ при } 2p = 4; \quad h_p = (0{,}5 \div 0{,}6)\tau \text{ при } 2p = 6. \qquad (2.122)$$

Для авиационных генераторов высота сердечника полюса h_m и всего полюса h_p определяется из условий размещения обмотки возбуждения (рис. 2.23 и 2.24) из уравнения

$$F_{\text{в.п}} = I_\text{в} w_{\text{в.п}} = (1 \div 1{,}1)\, A\tau/2 = h_\text{к} b_\text{к} j_\text{в} k_{\text{з.в}} = S_{\text{к.в}} j_\text{в} k_{\text{з.в}}, \qquad (2.123)$$

где $I_\text{в}$ — ток возбуждения; $w_{\text{в п}}$ — число витков в катушке возбуждения; $h_\text{к}$ — высота катушки; $b_\text{к}$ — средняя ширина катушки обмотки возбуждения, на рис. 2.23 $b_\text{к} = (b'_\text{к} + b''_\text{к})/2$; $j_\text{в}$ — плотность тока А/мм²; $k_{\text{з в}}$ — коэффициент заполнения медью сечения катушки.

Для определения площади окна задаются плотностью тока (А/мм²) в обмотке возбуждения (при номинальной нагрузке): $j_в = 8 \div 12$ — для генераторов с вращающимися индуктором и охлаждением забортным воздухом; $j_в = 6 \div 7$ — для генераторов с полюсами на статоре и охлаждением забортным воздухом; $j_в = 15 \div 25$ — для генераторов с вращающимся индуктором и струйной масляной системой охлаждения.

Коэффициент заполнения окна медью $k_{з.в}$ можно выбрать для проводников круглого сечения (⌀ 0,05—1,5 мм) порядка $k_{з.в} = 0{,}45 \div 0{,}55$, а для прямоугольного сечения порядка $k_{з.в} \approx 0{,}6$. Тогда из (2.123) получаем

$$h_к = (1{,}0 - 1{,}1) A\tau/(2 j_в k_{з.в} b_к), \quad (2.124)$$

где

$$b_к < (\tau' - b_m)/2 - \Delta_{и.п};\ \tau' = \pi (D + 2h_{п.б})/(2p) \text{ (рис. 2.24)};$$

толщина изоляции полюса ($\Delta_{и.п} \approx 0{,}5$ мм); $b_к = (b'_к + b''_к)/2$ (рис. 2.23);

$$b'_к < \frac{1}{2}\left[\frac{\pi (D - 2h_{п.б} - 2\delta - 2\Delta_{кл})}{2p} - b_m\right] - \Delta_{и.п},$$

$$b''_к < \frac{1}{2}\left[\frac{\pi (D_в + 2h_{jm})}{2p} - b_m\right] - \Delta_{и.п}.$$

Высота сердечника полюса h_m должна быть больше величины $h_к$ на двойную толщину изоляции полюса $2\Delta_{и.п}$ плюс допуск на укладку $\Delta_{доп}$ и толщину клина $\Delta_{кл} \approx 1{,}5$ мм

$$h_m = h_к + 2\Delta_{и.п} + \Delta_{доп} + \Delta_{кл}.$$

Обычно

$$h_m = (0{,}2 - 0{,}3)\,\tau.$$

При выборе $b_к$ необходимо учитывать, что в конструкции должны быть предусмотрены каналы между катушками для охлаждения.

Ширина нижней полки полюса a_{jm}

$$a_{jm} = \{[D_p - 2(h_m + h_{п.б})] \operatorname{tg} \pi/(2p) - b_m\}/2. \quad (2.125)$$

Ширина верхней полки полюса a_p

$$a_p = (b_{п.б} - b_m)/2. \quad (2.126)$$

§ 2.5. РАСЧЕТ ДЕМПФЕРНОЙ КЛЕТКИ

Для уменьшения добавочных потерь и искажения кривой ЭДС, а также для исключения паразитных моментов число пазов демпферной клетки (успокоительной обмотки) на полюс $n_у$ выбирается таким, чтобы выдержать условие

$$t_у \neq t_z, \quad (2.127)$$

но шаг $t_у$ должен быть близок к шагу t_z. Здесь $t_у$ — зубцовый шаг по

пазам демпферной клетки (рис. 2.29); t_z — **шаг по** пазам обмотки якоря.

Обычно шаг $t_у$ выбирается в пределах

$$t_у=(0{,}8 \div 1{,}2)t_z. \qquad (2.128)$$

Выбор шага демпферной клетки $t_у$ при q, равном целому числу, и $q=b+1/2$, а также при $(bd+c)\leqslant 9$ производится из условия:

$$t_у=t_z q/(q \pm a), \qquad (2.129)$$

где a — наименьшее дробное число, делающее выражение $q\pm a$ равным целому числу.

Обычно выбирают $t_у=(1{,}1\div 1{,}25)t_z$. Относительное расстояние первого стержня от края полюсного башмака выбирается порядка $(0{,}5\div 1{,}0)t_у$.

Число стержней демпферной клетки определяется выражением (берется целое число)

$$n_у=b_p/t_у-(0 \text{ или } 1). \qquad (2.130)$$

Для авиационных генераторов $n_у=6\div 9$ (зависит от t_z и D). Диаметр стержней выбирается таким образом, чтобы общее сечение стержней составляло определенную часть от общего сечения меди обмотки якоря

$$n_у S_у=(0{,}2 \div 0{,}4)S_{a\tau}=(0{,}2 \div 0{,}4)A\tau/j_a, \qquad (2.131)$$

где $S_{a\tau}$ — сечение всех проводников якорной обмотки, приходящихся на полюсное деление; меньшие значения коэффициента при $S_{a\tau}$(0,2—0,25) относятся к трехфазным генераторам, а бо́льшие (0,35—0,4) — к однофазным.

Для однофазных генераторов ($m=1$) шаг $t_у$ выбирается в пределах

$$t_у=(0{,}73 \div 0{,}92)t_z,\ t_у=(1{,}05 \div 1{,}3)t_z. \qquad (2.132)$$

Сечение стержня демпферной клетки выбирается таким, чтобы плотность электрического тока в стержне $j_у$ не превышала 30 А/мм^2.

Максимальная величина тока в стержне однофазного генератора

$$I_у=Iw_ф k_о/(pn_у), \qquad (2.133)$$

где I — ток якоря.

Диаметр стержня (мм)

$$d_у=1{,}13\sqrt{I_у/j_у}. \qquad (2.134)$$

Ток в стержне трехфазного генератора при идеальной симметричной нагрузке равен нулю. При несимметричной нагрузке ток в стержне определяется величиной тока обратной последовательности.

Площадь поперечного сечения стержней демпферной клетки для трехфазных авиационных генераторов ($P_н=8\div 120$ кВ·А) нахо-

дится в пределах от 3,14 до 7,05 мм². Расстояние первого стержня от края полюсного башмака выбирается равным $(0{,}5 \div 1{,}0)\,t_у$.

Форма паза выбирается круглой (рис. 2.29). Чтобы действие демпферной клетки было более эффективным, применяются полузакрытые пазы. При закрытых пазах индуктивность демпферной клетки значительная и вследствие этого действие ее ослабляется. Ширина прорези $b_{шу}$ выбирается в пределах (0,5—1,5 мм), а высота усика $h_{уу}=(0{,}3 \div 1)$ мм. Диаметр паза $d_{п\,у}=d_у+(0{,}15 \div 0{,}20)$ мм.

Сечение кольца с каждой стороны

$$S_к=(0{,}4 \div 0{,}5)\,n_у S_у. \qquad (2.135)$$

В качестве металла кольца выбирается медь.

Потери в демпферной клетке однофазного генератора

$$P_у=[2I^2/(pn_у)]\,(w_ф k_о)^2\, r_у, \qquad (2.136)$$

где $r_у$ — сопротивление демпферной клетки

$$r_у=[r_{ст}+2r_к/(2\sin\alpha_s)^2]\,(1+\alpha_\vartheta\Delta\vartheta;) \qquad (2.136а)$$

Рис. 2.29. Размещение демпферной клетки на полюсе (*а*) и форма паза (*б*)

$$r_{ст}=l_{ст}/(57\,S_у), \qquad (2.137)$$

здесь $l_{ст}$ — длина стержня; $S_у=\pi d_у^2/4$ — сечение стержня, мм²;

$$r_к=t_s/(57\,S_к), \qquad (2.138)$$

где t_s — расстояние между соседними стержнями; $S_к$ — сечение замыкающего кольца.

$$\alpha_s=360\,t_s p/(2\pi D_к), \qquad (2.139)$$

здесь $D_к$ — диаметр по централи стержней.

§ 2.6. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ГЕНЕРАТОРА

Расчет магнитной цепи генератора необходим для определения МДС, необходимой для проведения магнитного потока через магнитопровод и построения его характеристик.

Магнитная цепь генератора (рис. 2.23 и 2.24) состоит из воздушного зазора, зубцов и спинки якоря, полюсов индуктора, ярма индуктора, стыка полюсов с корпусом (рис. 2.24). Расчет суммарной МДС обычно ведется на пару полюсов. Величина ее складывается из МДС отдельных участков магнитной цепи

$$F_\Sigma=F_\delta+F_z+F_{ja}+F_m+F_{jm}+F_{ст}. \qquad (2.140)$$

Расчет МДС производится в следующем порядке: по ЭДС якоря, которая должна наводиться, находится величина магнитного потока Φ_δ; по размерам магнитопровода определяются сечения отдельных участков и индукции в этих сечениях; пользуясь кривыми намагничивания, находят напряженности поля и МДС участков. Далее производится суммирование МДС, согласно (2.140).

Величина расчетного магнитного потока определяется согласно (2.109)

$$\Phi_\delta = E_i/(4k_ф k_о f w_ф).$$

Расчет МДС отдельных участков производится следующим образом.

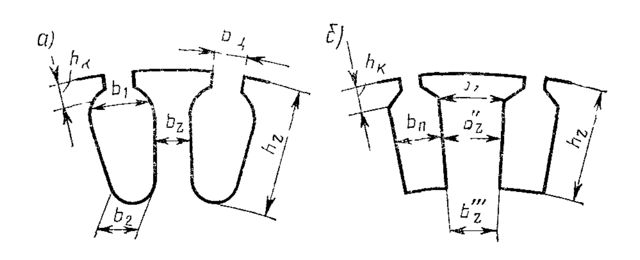


Рис. 2.30. Схема зубцов якоря на роторе:
а — прямые, *б* — трапецеидальные

Расчет МДС воздушного зазора.

$$F_\delta = 1{,}6\delta k_\delta B_\delta \cdot 10^4, \qquad (2.141)$$

где δ — величина воздушного зазора, см; k_δ — коэффициент воздушного зазора,

$$k_\delta = (t_z + 5t_z\delta/b_щ)/(t_z - b_щ + 5t_z\delta/b_щ), \qquad (2.142)$$

здесь $b_щ$ — ширина прорези (щели) паза; t_z — зубцовое деление якоря

$$B_\delta = \Phi_\delta \cdot 10^4/(\alpha_i l_i \tau) \qquad (2.143)$$

— магнитная индукция в воздушном зазоре.

Если генератор выполняется с демпферной клеткой и в полюсах имеются пазы, то коэффициент воздушного зазора подсчитывается как произведение

$$k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}. \qquad (2.144)$$

Значения $k_{\delta 1}$ и $k_{\delta 2}$ определяются по формуле (2.142), принимая попеременно одну из обеих частей генератора, как не имеющую пазов.

Расчет МДС зубцов якоря.

Вращающийся якорь

а) прямые зубцы (рис. 2.30, *а*):

магнитная индукция в зубцах якоря

$$B_z=B_\delta t_z/k_{з.с}b_z,$$

где $k_{з\,с}$ — коэффициент заполнения пакета сталью (табл. 2.18).

Длина магнитной силовой линии в зубцах

$$L_z=2h_z-0{,}2b_2.$$

МДС зубцов якоря (на пару полюсов)

$$F_z=H_zL_z,$$

где H_z — напряженность в стали, определяется по соответствующим таблицам;

б) трапецеидальные зубцы (рис. 2.30, б):

максимальная ширина

$$b'_z=\pi(D-2h_к)/z-b_п;$$

минимальная ширина

$$b'''_z=\pi(D-2h_z)/z-b_п;$$

средняя ширина

$$b''_z=(b'_z+b'''_z)/2.$$

Индукции (кажущиеся) в зубцах (для трех сечений):

$$\left.\begin{aligned}B'_{z\,мин}&=B_\delta t_z/(k_{з.с}b'_z);\\ B'_{z\,ср}&=B_\delta t_z/(k_{з.с}b''_z);\\ B'_{z\,макс}&=B_\delta t_z/(k_{з.с}b'''_z).\end{aligned}\right\}\qquad(2.145)$$

Напряженности $H_{z\,мин}$, $H_{z\,ср}$ и $H_{z\,макс}$, соответствующие действительным индукциям в сечениях зубца, определяются по основной кривой намагничивания в зависимости от марки стали.

При $B_{zx}'<1{,}8$ Тл действительная индукция B_{zx} принимается равной B_{zx}' (в сечении x). При $B_{zx}'>1{,}8$ Тл действительная индукция находится по уравнению

$$B_{zx}=B'_{zx}-1{,}256H_{zx}k_{пx}\cdot 10^{-4}.\qquad(2.146)$$

Коэффициент $k_п$ для трех сечений зубца:

$$k_{п.мин}=b_п/(k_{з.с}b'_z),\ k_{п.ср}=b_п/(k_{з.с}b''_z),\ k_{п.макс}=b_п/(k_{з.с}b'''_z).\qquad(2.147)$$

Уравнение (2.146) решается графически. Схема решения представлена на рис. 2.31. Находим кажущуюся индукцию B_{zx}' по (2.145) и откладываем ее на оси ординат, затем проводим горизонтальную линию через точку B_{zx}'. Для произвольного значения H' из точки b откладываем отрезок bc, равный $1{,}256\ H'k_{пx}\cdot 10^{-4}$. Через точку c и точку B_{zx}' на оси ординат проводим наклонную прямую, пересечение которой с кривой намагничивания в точке a определя-

ет действительную индукцию в данном сечении зубца B_{zx} и соответствующую ей напряженность H_{zx}.

Расчетная напряженность определяется по формуле Симпсона

$$H_z = (H_{z\,\text{макс}} + 4H_{z\,\text{ср}} + H_{z\,\text{мин}})/6. \qquad (2.148)$$

Длина магнитной силовой линии в зубцах

$$L_z = 2h_z.$$

МДС зубцов якоря (на пару полюсов)

$$F_z = H_z L_z.$$

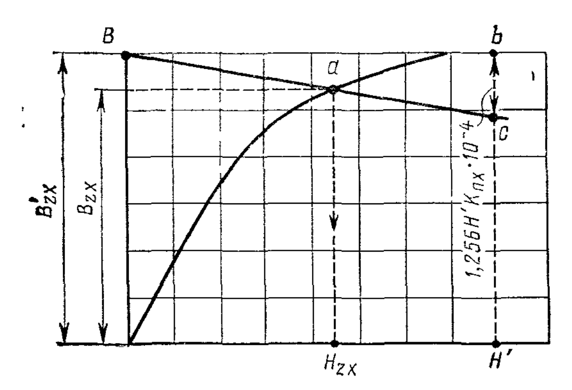


Рис. 2.31. Графическое нахождение действительной индукции в зубце B_{zx}

Неподвижный якорь:

а) прямые зубцы (трапецеидальный паз) — (рис. 2.32, *а*): ширина зубца на уровне дна пазов

$$b_z''' = \pi(D + 2h_z)/z - b_2;$$

ширина зубца на уровне центров и нижних полуокружностей

$$b_z' = \pi(D + 2h_y + b_1)/z - b_1;$$

расчетная ширина зубца

$$b_z = (b_z' + b_z''')/2;$$

магнитная индукция в зубцах якоря

$$B_z = B_\delta t_z/(k_{\text{з.с}} b_z);$$

длина магнитной силовой линии в зубцах

$$L_z = 2h_z;$$

МДС зубцов якоря (на пару полюсов)

$$F_z = H_z L_z,$$

где H_z — напряженность, определяемая по основной кривой намагничивания в зависимости от сорта стали;

б) трапецеидальные зубцы (прямой паз) (рис. 2.32, б):

максимальная ширина зубца на уровне дна паза

$$b'''_z=\pi(D+2h_z)/z-b_п;$$

минимальная ширина зубца

$$b'_z=\pi(D+2h_к)/z-b_п;$$

средняя ширина

$$b'_z=(b'''_z+b'_z)/2.$$

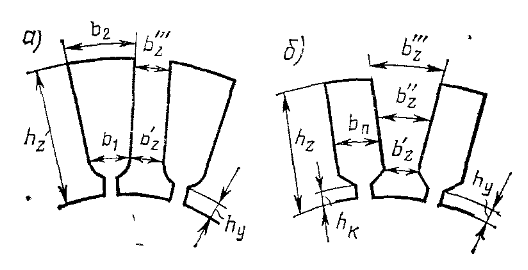


Рис. 2.32. Схема зубцов якоря на статоре:
а — прямые, *б* — трапецеидальные

Дальнейший расчет можно провести аналогично расчету трапецеидальных пазов на вращающемся якоре по формулам (2.145) — (2.148).

Длина магнитной силовой линии в зубцах

$$L_z=2h_z.$$

МДС зубцов якоря

$$F_z=H_zL_z.$$

Расчет МДС спинки якоря.

Сечение спинки якоря (расчетное)

$$S_{ja}=h_{ja}lk_{з.с};$$

магнитная индукция

$$B_{ja}=\Phi_\delta\cdot 10^4/(2h_{ja}lk_{з.с}). \qquad (2.149)$$

Средний диаметр спинки якоря

а) вращающегося

$$D_{ja ср}=D-2h_z-h_{ja};$$

б) неподвижного

$$D_{ja ср}=D+2h_z+h_{ja}.$$

Для пазов по рис. 2.30, *а* вместо значения h_z берется $h_z-0{,}1b_2$.
Длина магнитной силовой линии в спинке якоря (см)

$$L_{ja}=\pi D_{ja\text{ср}}/2p.$$

МДС спинки якоря

$$F_{ja}=H_{ja}L_{ja}\xi, \qquad (2.150)$$

где H_{ja} — напряженность поля в спинке якоря, определяемая по основной кривой намагничивания в зависимости от сорта стали; ξ — коэффициент, учитывающий неравномерность распределения магнитной индукции вдоль магнитной силовой линии, берется по кривой (рис. 2.33).

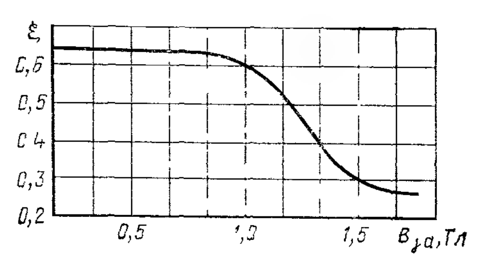


Рис. 2.33. Кривая поправочного коэффициента ξ

Расчет МДС полюсов.
Магнитный поток в сердечнике полюса

$$\Phi_m=\sigma_{sп}\Phi_\delta=\Phi_{sп}+\Phi_\delta, \qquad (2.151)$$

где $\sigma_{sп}=(\Phi_\delta+\Phi_{sп})/\Phi_\delta$ — коэффициент рассеяния магнитного потока полюсов, $\Phi_{sп}=G_{sп}F_1$ — магнитный поток рассеяния полюсов; $F_1=F_\delta+F_z+F_{ja}$; $G_{sп}$ — проводимость рассеяния полюсов [см. (2.154)].

Сечение полюсного сердечника

$$S_m=k_{зс}l_mb_m, \qquad (2.152)$$

$k_{зс}$ — коэффициент заполнения сталью; для сталей толщиной 0,5 мм $k_{зс}=0{,}97$; l_m — длина полюса; b_m — ширина полюсного сердечника.

Магнитная индукция в полюсе

$$B_m=\Phi_m\cdot 10^{-4}/S_m.$$

МДС полюса (на пару полюсов)

$$F_m=H_m2L_m,$$

где L_m — средняя длина магнитной силовой линии на полюс; H_m — напряженность поля в полюсе, определяемая по таблицам намагничивания в зависимости от сорта стали.

Расчет МДС ярма индуктора.

Магнитный поток в ярме

$$\Phi_{jm}=\Phi_\delta+\Phi_{sj},$$

где $\Phi_{sj}=G_{sj}F_1$, здесь G_{sj} -- проводимость рассеяния относительно ярма [см. (2.161)].

Сечение ярма

$$S_{jm}=l_{jm}h_{jm}k_{з.с},$$

где l_{jm} — длина ярма; для полюсов на статоре $l_{jm}=l_{jк}$ [см. (2.117)]; $l_{jк}$ — длина корпуса; h_{jm} — высота ярма.

В случае выполнения полюсов на статоре ярмо является корпусом и $k_{з с}=1$. В случае, когда полюса и ярмо выполняются как одно целое (обычно на вращающемся индукторе), $l_к=l_m$.

Магнитная индукция в ярме

$$B_{jm}=\Phi_{jm}/S_{jm}.$$

Средняя длина магнитной силовой линии:

а) для индуктора на статоре

$$L_{jm}=\pi(D_{нар}-h_{jm})/2p-b_m/2+h_{jm},$$

где $D_{нар}$ — наружный диаметр статора;

б) для индуктора — ротора

$$L_{jm}=\pi(D-2\delta-2h_p)/2p,$$

где D — внутренний диаметр якоря.

МДС ярма индуктора

$$F_{jm}=H_{jm}L_{jm}.$$

Расчет МДС стыка полюсов с корпусом (для магнитной системы с полюсами на статоре).

МДС стыка

$$F_{\delta ст}=1{,}6\delta_{ст}B_{\delta ст}\cdot 10^4, \qquad (2.153)$$

где $\delta_{ст}=0{,}005$ см — воздушный зазор стыка; $B_{\delta\,ст}=B_m$ — магнитная индукция в стыке.

Расчет магнитных проводимостей рассеяния полюсов.

Известны различные методы расчета магнитных проводимостей рассеяния. Здесь приводится один из этих методов, дающий достаточно хорошее совпадение с экспериментом

Согласно этому методу магнитная проводимость рассеяния на пару полюсов рассматриваемых машин равняется сумме ($2p>2$)

$$G_{sп}=(3G_{sc}/4)+G_{s\,п.б}, \qquad (2.154)$$

где G_{sc} — эквивалентная магнитная проводимость рассеяния сердечников между внешними и внутренними поверхностями; $G_{s\,п\,б}$ —

эквивалентная магнитная проводимость рассеяния полюсных башмаков между внутренними и внешними поверхностями.

Значения магнитных проводимостей G_{sc} и $G_{s\,п\,б}$ для внутренних полюсов (рис. 2.34) подсчитаем по формулам (Вб/А):

$$G_{sc} = \left(1{,}25 l_m \frac{h_m}{C_{m\,ср}} + 1{,}075\, b_m \frac{h_m}{C_{m\,ср} + 0{,}5 b_m}\right) \cdot 10^{-8}; \qquad (2.155)$$

$$G_{s\,п.б} = \left(2{,}5 l_m \frac{h_t}{C_{п.б}} + 2{,}15 l_m \frac{a_р}{C_{п.б} + a_р} + \right.$$

$$\left. + 2{,}15 h'_{п\,б} \frac{b_{п.б}}{C_{п.б} + 0{,}5 b_{п.б}}\right) \cdot 10^{-8}, \qquad (2.156)$$

где $C_{m\,ср} = \frac{\pi}{p}\left(\frac{h_m}{2} + \frac{a_{jm}}{\operatorname{tg} \pi/2p}\right)$, $h_t = h'_{п.б} + \delta$; $h'_{п.б} = h_{п.б} - b^2_{п.б}/4D_р$, $D_р$ — диаметр ротора; $C_{п\,б} = \tau - b_{п\,б} - \pi h_t/p$ — среднее расстояние между наконечниками полюсов; l_m — длина сердечника, для рассматриваемых генераторов $l_m = l_{п\,б}$; δ — величина воздушного зазора; $a_р = (b_{п\,б} - b_m)/2$ — ширина полки под катушку возбуждения.

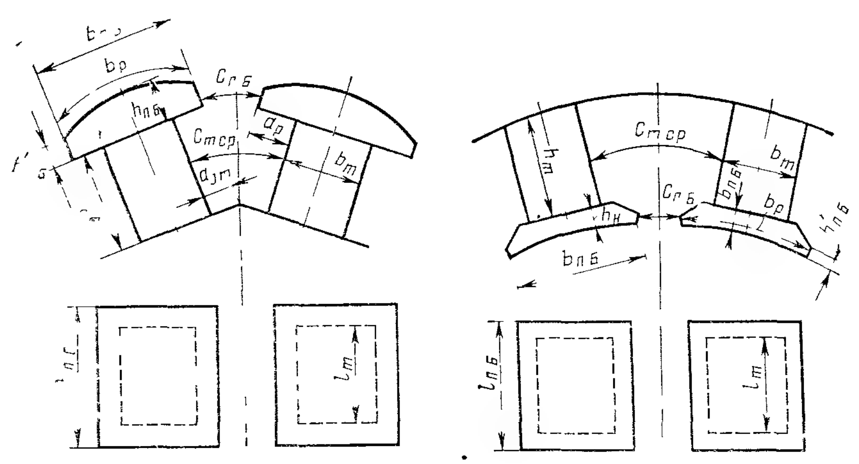


Рис 2 34 Схема полюсов на роторе

Рис 2 35 Схема полюсов на статоре

Значения проводимостей рассеяния G_{sc} и $G_{s\,п\,б}$ для внешних полюсов (рис. 2 35) подсчитаем по следующим формулам.

а) для случая, если $d_{мин} = 0{,}5(\tau - b_m) + \frac{\pi}{2p}(h_{п.б} + \delta) < 0{,}4 h_m$,

$$G_{sc} = \left[0{,}625 l_m \frac{h_m}{C_{mср}} + 0{,}54 b_m \frac{h_m}{C_{mср} + 0{,}25 b_m}\right] \frac{b_{к1} + b_к}{2 b_к} \cdot 10^{-8}, \qquad (2.157)$$

$$G_{s\,п.б} = \left[1{,}25 \frac{h'_{п.б} + \delta_{макс}}{C_{п.б}} + 1{,}075 l_m \frac{a_p}{C_{п.б} + 0{,}5\, a_p} + \right.$$

$$+1{,}075 b_{п.б} \frac{h_{п.б}}{C_{п.б} + 0{,}25 b_{п.б}} \Big] \cdot 10^{-8}, \qquad (2.158)$$

где $C_{m\,ср} = d_{мин} + (\pi/2p)(h_m/3)$; $b_к$ — средняя ширина катушки; $b_{к1}$ — ширина катушки у ярма; $h_{п\,б}'$ — высота полюсного башмака у края; $\delta_{макс}$ — максимальный воздушный зазор; $C_{п\,б} = 0{,}5(\tau - b_{п\,б}) + \pi\delta_{макс}/2p$, $a_p = 0{,}5\ (b_{п\,б} - b_m)$; $b_{п\,б}$ — ширина полюсной дуги;

б) для случая, если $d_{мин} \geqslant 0{,}4\ h_m$,

$$G_{sс} = 0{,}8(l_m + b_m)\frac{b_{к1} + b_к}{2b_к} k_{\sigma m} \cdot 10^{-8}. \qquad (2.159)$$

Коэффициент $k_{\sigma m}$ определяется в зависимости от отношения $d_{мин}/h_m$ по кривой (рис. 2.36).

Магнитная проводимость $G_{s\,п\,б}$ определяется, как в п. а).

По известной проводимости рассеяния $G_{sп}$ легко определяются потоки рассеяния и полный поток полюсов:

$$\Phi_{sп} = G_{sп} F_п, \quad \Phi_m = \Phi_m + \Phi_{sп} \qquad (2.160)$$

$F_п = F_1 = F_\delta + F_z + F_{ja}$ — при холостом ходе.

Для рассмотренных выше полюсных систем проводимость полного потока рассеяния (для ярма)

$$G_{sj} = G_{sс} + G_{s\,п.б}, \qquad (2.161)$$

т. е. превышает расчетную величину проводимости рассеяния для полюсов. Это необходимо учитывать при уточненном расчете магнитного потока в ярме Φ_{jm} (2.152) и определении МДС ярма индуктора F_{jm}

$$\Phi_{jm} = \Phi_\delta + \Phi_{sj} = \Phi_\delta + G_{sj} F_1. \qquad (2.162)$$

Таким образом, знание проводимостей рассеяния позволяет уточнить значение потока и МДС в полюсе.

Потоки рассеяния весьма значительны при нагрузке генератора, когда МДС между полюсами сильно возрастает из-за МДС реакции якоря. Потоки рассеяния загружают полюс, поэтому необходима проверка магнитной индукции в полюсе при нагрузке генератора.

Магнитный поток в сердечнике при нагрузке

$$\Phi_m = \Phi_\delta + \Phi_{sп} + \Phi_s, \qquad (2.163)$$

где $\Phi_{sп} = G_{sп} F_{пd}$ — поток рассеяния полюсов, $F_{пd} = F_{1d} + F_{ad}$; F_{ad} — МДС реакции якоря по продольной оси, определяемый по (2.167); $\Phi_{sд} = \Phi_\delta F_{ad} k_{sд}/F_1$ — поток дифференциального рассеяния; $k_{sд}$ — коэффициент дифференциального рассеяния, определяемый по кривой (рис. 2.37); $F_{1d} = F_1 E_d/E_i$ — продольная составляющая МДС цепи якоря, E_d и E_i — ЭДС, определяемые по векторной диаграмме напряжений (рис. 2 40 и 2.41);

$$E_d = \sqrt{E_i^2 - (IX_{aq}\cos\psi)^2}. \qquad (2.164)$$

Магнитный поток в ярме индуктора при нагрузке

$$\Phi_{jm} = \Phi_\delta + \Phi_{sj} + \Phi_{s\text{п}}, \tag{2.165}$$

где

$$\Phi_{sj} = G_{sj}(F_{1d} + F_{ad}).$$

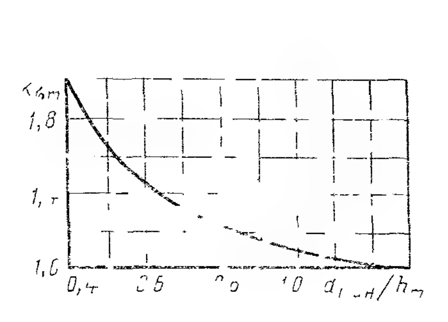


Рис. 2.36. Кривая зависимости $k_{\sigma m}$ от отношения $d_{\text{мин}}/h_m$

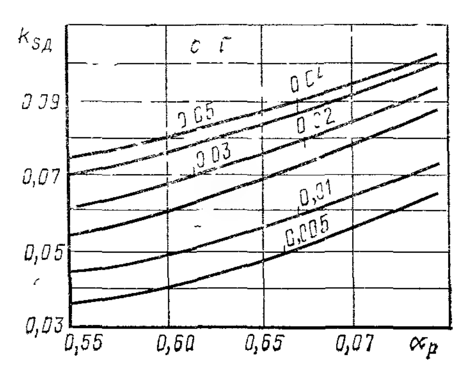


Рис. 2.37. Коэффициент дифференциального рассеяния $k_{s\text{д}}$

Задаваясь различными значениями расчетного потока в якоре Φ_δ и производя расчет магнитной цепи, можно построить полную и частичные характеристики намагничивания (рис. 2.38): $\Phi_\delta =$

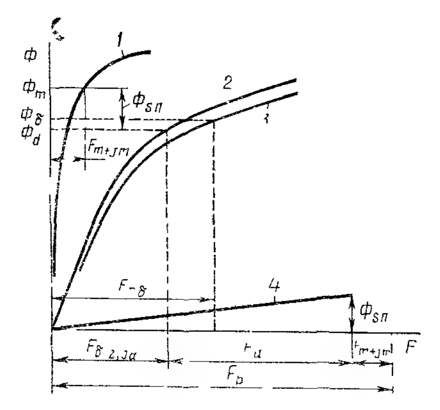


Рис. 2.38 Характеристики намагничивания генератора:
$1 - \Phi_m = \psi(F_m + F_{jm})$ $2 - \Phi_\delta = \varphi(F_\delta + F_z + F_{ja})$; $3 - \Phi_\delta = f(F_\Sigma)$ $4 - \Phi_{s\text{п}} = \xi(F_\Sigma)$

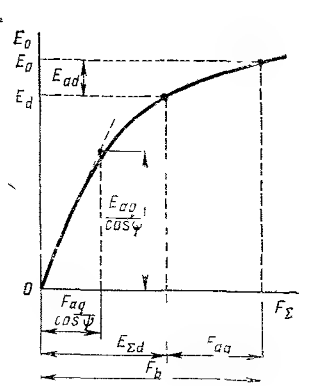


Рис 2.39. Характеристика холостого хода генератора $E_0 = f(F_\Sigma)$

$= f(F_\Sigma)$ — полная характеристика намагничивания; $\Phi_\delta = \varphi(F_\delta + F_z + F_{ja})$ — зависимость потока в якоре от суммы МДС в якоре (переходная характеристика); $\Phi_m = \psi(F_m + F_{jm})$ — зависимость потока в полюсе от суммы МДС в индукторе; $\Phi_{s\text{п}} = \xi(F)$ — зависимость потока рассеяния полюсов от суммы МДС магнитной цепи.

Характеристики намагничивания позволяют определить необходимую МДС обмотки возбуждения [см. (2.7)].

По характеристике намагничивания $\Phi_\delta = f(F_\Sigma)$ можно построить и характеристику холостого хода $E_0 = f(F_\Sigma)$ (рис. 2.39).

§ 2.7. РАСЧЕТ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛЫ ПРИ НАГРУЗКЕ

Определение магнитодвижущей силы (МДС) обмотки возбуждения при нагрузке производится с помощью векторных диаграмм напряжений и характеристики холостого хода или намагничивания. Для явнополюсных синхронных генераторов целесообразно воспользоваться векторной диаграммой Блонделя (рис. 2.40) или этой измененной диаграммой (рис. 2.41), при построении которых используется метод двух реакций.

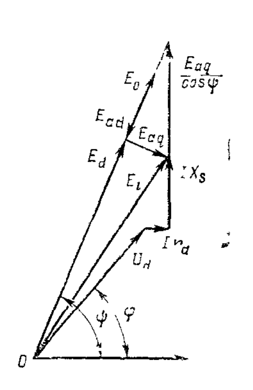


Рис. 2.40. Векторная диаграмма напряжений Блонделя

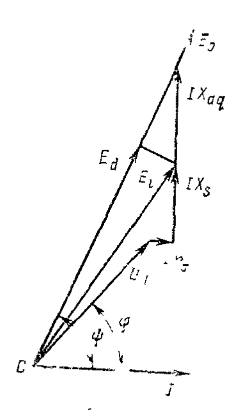


Рис. 2.41. Измененная векторная диаграмма напряжений Блонделя

Для определения МДС обмотки возбуждения необходимо знать $U_н$, $\cos\varphi$, $I_н$ или $I_{макс}$, если предусмотрена перегрузка.

Построение векторной диаграммы напряжений показано на рис. 2.40. Сначала откладывают вектор тока I, соответствующий заданной нагрузке ($I = I_н$ или $I = I_{макс}$). Под углом φ сдвига фаз проводят вектор напряжения $U_н$. Прибавляя к нему векторы падений напряжения Ir_a и IX_s, получают расчетную ЭДС воздушного зазора E_l. Затем на продолжении вектора IX_s откладывают вектор $E_{aq}/\cos\psi$, который определяют по характеристике холостого хода (см. рис. 2.39). Для этого подсчитывают значение МДС

$$F_{aq}/\cos\psi = 0{,}9\, m k_o w_ф I k_q / p, \tag{2.166}$$

где k_q — коэффициент приведения МДС реакции якоря по поперечной оси к МДС обмотки возбуждения.

Затем откладывают МДС $F_{aq}/\cos\psi$ на характеристике холостого хода и определяют ЭДС $E_{aq}/\cos\psi$ (отрезок $E_{aq}/\cos\psi$ от оси

абсцисс до пересечения с прямолинейной частью характеристики холостого хода на рис. 2.39). Конец вектора $E_{aq}/\cos\psi$ соединяют с точкой O и находят направление векторов ЭДС по продольной оси E_d и ЭДС холостого хода E_0, а также угла ψ. Величина ЭДС E_d определяется на диаграмме напряжений отрезком OE_d, который отсекается перпендикуляром, проведенным из конца вектора IX_s. По величине ЭДС E_d находят продольную МДС $F_{\Sigma d}$, соответствующую ей (см. рис. 2.39).

Прибавляя к МДС $F_{\Sigma d}$ МДС реакции якоря по продольной оси

$$F_{ad}=F_a k_d \sin\psi = 0{,}9\, m w_\phi k_o I k_d \sin\psi / p, \qquad (2.167)$$

где k_d — коэффициент приведения МДС реакции якоря по продольной оси к МДС обмотки возбуждения, находят МДС обмотки возбуждения $F_в$ и ЭДС холостого хода E_0 (см. рис. 2.39).

Угол ψ между током якоря и ЭДС холостого хода можно определить аналитически — из векторной диаграммы напряжений (см. рис. 2.40)

$$\operatorname{tg}\psi=(U_н \sin\varphi + IX_s + E_{aq}/\cos\psi)/(U_н\cos\varphi + Ir_a), \qquad (2.168)$$

а также из измененной векторной диаграммы напряжений (см. рис. 2.41)

$$\sin\psi=\sqrt{\frac{1}{1+[(U_н\cos\varphi+Ir_a)/(U_н\sin\varphi+IX_q)]^2}}, \qquad (2.169)$$

где $X_q=X_s+X_{aq}$ — синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси.

Величина X_{aq} определяется выражением

$$X_{aq}=F_a U_н k_q/(F'_{\delta 0} I_н). \qquad (2.170)$$

С учетом насыщения

$$X_{aqн}=X_{aq}/1-(k_\mu-1)\,k_q, \qquad (2.170а)$$

где $k_\mu=(F_\delta+F_z+F_{ja})/F_\delta$;
здесь F_δ — падение магнитного напряжения при нагрузке в воздушном зазоре и стыках.

Коэффициенты k_d и k_q зависят от отношений $\alpha_p=b_p/\tau$, δ/τ и $\delta_{макс}/\delta$. Значения коэффициентов k_d и k_q могут быть приближенно подсчитаны по формулам:

а) для постоянного воздушного зазора над полюсом

$$k_d\approx(\alpha_p\pi+\sin\alpha_p\pi)/[4\sin(\alpha_p\pi/2)]; \qquad (2.171)$$

$$k_q\approx[\alpha_p\pi+(2/3)\cos(\alpha_p\pi/2)-\sin\alpha_p\pi]/[4\sin(\alpha_p\pi/2)]; \qquad (2.172)$$

б) для переменного воздушного зазора

$$k_d\approx\frac{4}{3}\,\frac{\sin\alpha_p(\pi/2)\,[\cos^2\alpha_p(\pi/2)+2]}{\alpha_p\pi+\sin\alpha_p\pi}; \qquad (2.173)$$

$$k_q \approx \frac{4}{3} \frac{\sin^3 \alpha_p (\pi/2) + (1/4) \cos^2 \alpha_p (\pi/2)}{\alpha_p \pi + \sin \alpha_p \pi}. \qquad (2.174)$$

Значения коэффициентов k_d и $k_q = f(\alpha_p)$ приведены на рис. 2.42. Известны и эмпирические формулы для подсчета k_d и k_q, полученные из графических расчетов поля:

$$k_d \approx 0{,}78 + 0{,}25 (1 - \alpha_p)(1 - \beta_2) + 0{,}01 \gamma_2; \qquad (2.175)$$

$$k_q \approx 0{,}25 (1 - \alpha_p)(1 + 30\beta_2) + 0{,}28 (\alpha_p - 0{,}4)(5{,}5 - \gamma_2), \qquad (2.176)$$

где $\beta_2 = \delta/\tau$ — отношение минимального зазора к полюсному делению; $\gamma_2 = \delta_{макс}/\delta$ — отношение максимального зазора к минимальному.

МДС обмотки возбуждения $F_в$, определенная с помощью характеристики холостого хода (см. рис. 2.39), имеет заниженные значения по сравнению с фактически требуемой. При нагрузке за счет МДС реакции якоря F_{ad} сильно возрастают МДС между полюсами $F_{пd}$:

$$F_{пd} = F_{1d} + F_{ad} \qquad (2.177)$$

и поток рассеяния полюсов

$$\Phi_{sп} = F_{пd} G_{sп}. \qquad (2.178)$$

Поток $\Phi_{sп}$ загружает дополнительно магнитную цепь полюса, увеличивая ее насыщение. Требующаяся МДС обмотки возбуждения $F_в$ возрастает особенно в насыщенных генераторах.

Учесть влияние рассеяния полюсов в этом случае можно с помощью частичных характеристик намагничивания, построенных на рис. 2.38. Для этого по E_d, полученной из векторной диаграммы напряжений (см. рис. 2.40), определяется соответствующая величина потока

$$\Phi_d = E_d / (4 k_ф k_о w_ф f) = \Phi_\delta E_d / E_i, \qquad (2.179)$$

где Φ_δ — величина, соответствующая E_i.

По величине потока Φ_d с помощью кривой $\Phi_\delta = \varphi(F_\delta + F_z + F_{ja})$ определяется МДС $F_{\delta,z,ja}$ — падение магнитного напряжения в цепи якоря. К МДС $F_{\delta,z,ja}$ прибавляется МДС реакции якоря F_{ad} (см. рис. 2.38) и, пользуясь характеристикой $\Phi_{sп} = \xi(F)$, определяют величину потока рассеяния полюсов $\Phi_{sп}$. Складывая потоки Φ_d и $\Phi_{sп}$, получают поток в полюсе Φ_m и соответствующее ему магнитное напряжение F_{m+jm}. Складывая МДС $F_{\delta,z,ja}$, F_{ad} и F_{m+jm}, получают МДС обмотки возбуждения $F_в$ при нагрузке. Расчетное значение МДС $F_в$ берут с запасом примерно в 10%.

В случае заданной перегрузочной способности генератора расчет должен быть проведен для тока перегрузки. По полученной в результате этого расчета МДС $F_в$ рассчитывают обмотку возбуждения.

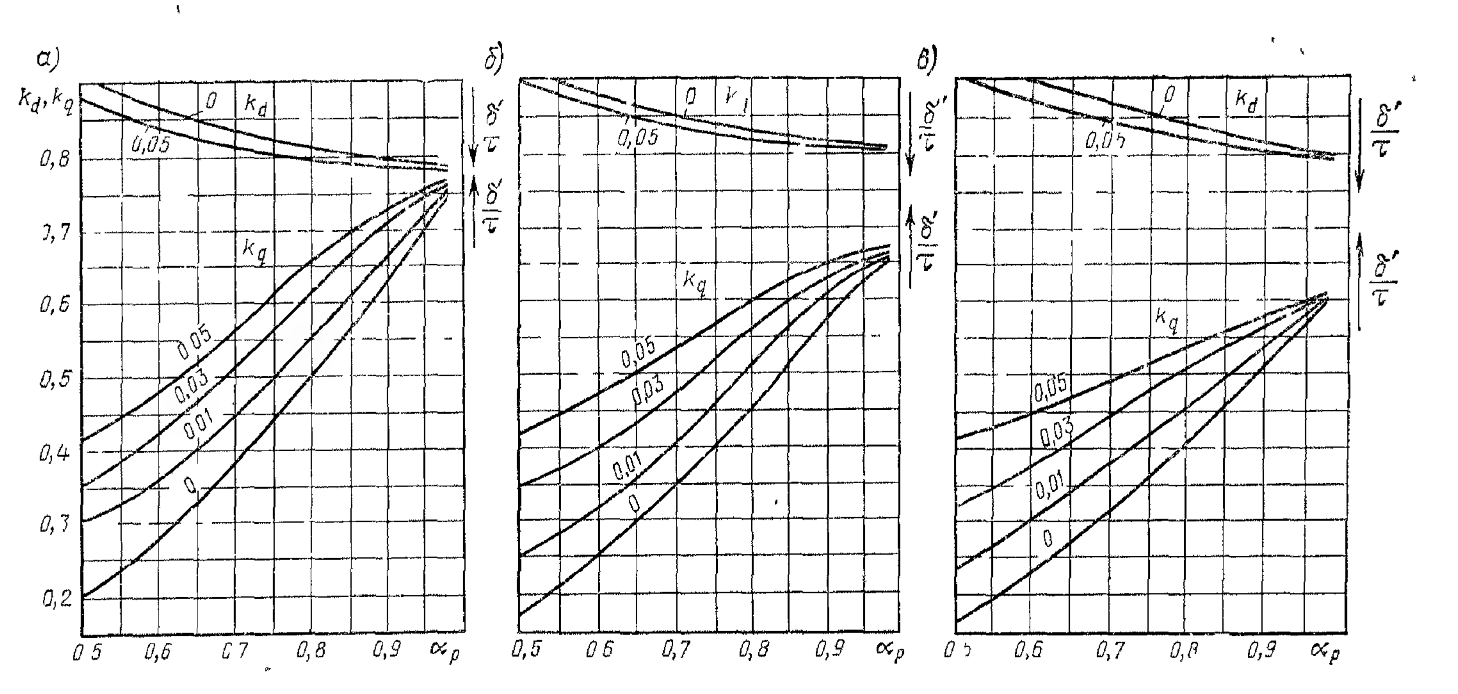


Рис. 2.42. Кривые зависимостей коэффициентов k_d и k_q от коэффициента полюсного перекрытия α_p при:
$а - \delta_{макс}/\delta = 1$, $б - \delta_{макс}/\delta = 1{,}5$, $в - \delta_{макс}/\delta = 2$; $\delta' = k_\delta \delta$

§ 2.8. РАСЧЕТ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Параметры и размеры обмотки возбуждения генератора в значительной степени зависят от системы питания цепи возбуждения, типа и параметров регулятора напряжения.

Для генераторов относительно небольшой мощности (до 30 кВ·А) питание цепи возбуждения в ряде случаев осуществляется от бортовой сети постоянного тока. Регулируемое сопротивление вводится непосредственно в цепь обмотки возбуждения. В качестве регуляторов напряжения используют угольные регуляторы, подобные по конструкции регуляторам в системах постоянного тока, но имеющие большую мощность и габариты из-за значительно большей мощности, идущей на возбуждение в генераторах переменного тока.

Наличие в цепи возбуждения угольного столба с определенными изменяемыми параметрами оказывает существенное влияние на выбор параметров обмотки возбуждения, на габариты и массу генератора.

Угольный столб характеризуется следующими параметрами:

а) минимальным сопротивлением («остаточным») $r'_{у.с\,мин}$;

б) начальным минимальным сопротивлением $r_{у.с.мин}$, при котором начинается рабочий участок характеристики столба;

в) максимальным сопротивлением в регулируемой зоне $r_{у.с.макс}$;

г) максимальной рассеиваевой мощностью $P_{у.с.макс}$.

Остаточное сопротивление $r'_{у.с.мин}$ задается техническими условиями на угольный столб. Обычно начальное минимальное сопротивление $r_{у.с.мин}$ выбирается больше остаточного в два-три раза. Допустимые минимальные токи через столб и его максимальное сопротивление задаются в технических условиях на регулятор. Допустимые величины $r_{у.с.макс}$ и $r_{у.с.мин}$ находятся в определенном соотношении. Обычно отношение $r_{у.с.макс}/r_{у.с.мин} \leqslant 50$. Максимальная рассеиваемая мощность столба определяется допустимым перегревом его.

Основные параметры угольных столбов, применяемых в регуляторах, приведены в табл. 2.23.

Таблица 2.23

Тип регулятора	Тип угольного столба	$P_{у.\,с.\,макс}$, Вт	Сопротивление угольного столба, Ом		
			$r'_{у.\,с.\,мин}$	$r_{у.\,с.\,мин}$	$r_{у.\,с.\,макс}$
РН-400Д	ШР-14А	400	0,16	0,3 —0,35	15
РУТ-600	ШР-14А	600	0,16	0,3 —0,35	15
РН-180	ШР-14А	180	0,16	0,45—0,5	25
РН-25М	ШР-1Д	25	0,28	0,5 —0,6	30
РН-60	ШР-19	60	0,25	0,5 —0,6	30

При выборе типа угольного столба и расчете параметров обмотки возбуждения генератора учитываются следующие соображения:

а) угольный столб не должен перегреваться, т. е. потери в столбе не должны превышать $P_{у.с.макс}$; б) величину минимального сопротивления угольного столба $r'_{у.с.мин}$ выбирают наименьшей, чтобы не завышать размеры обмотки возбуждения; в) система регулирования должна обеспечивать нормальную работу генератора при изменении напряжения бортовой сети от $U_{с.мин}$ до $U_{с.макс}$; г) плотность тока в обмотке возбуждения выбирается такой, чтобы размеры обмотки возбуждения получились минимально возможными и при этом не было перегрева угольного столба выше допустимого.

Расчет обмотки возбуждения ведется в следующем порядке. Выбирается тип угольного столба регулятора и его характеристики: $P_{у.с.макс}$, $r'_{у.с.мин}$, $r_{у.с.мин}$. Исходя из $P_{у.с.макс}$ подсчитывается сопротивление обмотки возбуждения

$$r_в=[U^2_{с.макс}/(4P_{у.с.макс})]\,[1/(1+0{,}004\vartheta_в)], \qquad (2.180)$$

где $U_{с.макс}$ — максимальное напряжение бортовой сети; $\vartheta_в$ — предполагаемое превышение температуры обмотки возбуждения (сверх 20° С).

Если принять $U_{с.макс}=30$ В, то

$$r_в=(225/P_{у.с.макс})\,[1/(1+0{,}004\vartheta_в)]. \qquad (2.181)$$

При подсчете площади поперечного сечения провода обмотки возбуждения необходимо учитывать наличие сопротивления угольного столба $r_{у.с.мин}$ в цепи возбуждения:

$$S_в=\frac{F_{в.макс}pl_{в.ср}}{57U_{с.мин}}\;\frac{r_в(1+0{,}004\vartheta_в)+r_{у.с.мин}}{r_в(1+0{,}004\vartheta_в)}, \qquad (2.182)$$

где $F_{в.макс}$ — максимальное значение МДС возбуждения (на пару полюсов); $l_{в.ср}=2(b_m+l_m+2\Delta_{из})+\pi b_к$ — средняя длина витка обмотки возбуждения при индукторе на статоре, м; $l_{в.ср}=2(l_m+2\Delta_{лп}+b_m+2\Delta_{из})+\pi b_к$ — то же, при вращающемся индукторе; $\Delta_{из}$ — толщина изоляции полюса; $b_к$ — толщина катушки с изоляцией; $\Delta_{лп}$ — толщина лобовой поддержки, равная 5—6 мм; $U_{с.мин}$ — минимальное напряжение сети, обычно принимаемое равным $U_{с.мин}=26$ В.

Величины $r_в$ и $S_в$ определяют значения числа витков обмотки возбуждения на полюс $w_{в.п}$, тока возбуждения $I_{в.макс}$ и плотность тока $j_{в.макс}$:

$$w_{в.п}=57S_в r_в/(2pl_{в.ср}); \qquad (2.182а)$$

$$I_{в.макс}=F_{в.макс}/(2w_{в.п}); \qquad (2.182б)$$

$$j_{в.макс}=I_{в.макс}/S_в. \qquad (2.182в)$$

Марка провода обмотки возбуждения, так же как и обмотки якоря, определяется тепловым режимом генератора. Обычно применяются провода марок ПЭВ и ПЭВП (класс изоляции А), ПЭТВ (класс изоляции В), ПЭТКСОТ и ПСДКТ (класс изоляции Н), ПМ и ПНЭТП (класс изоляции С).

Как следует из формулы (2.182), с увеличением $r_{у.с.мин}$ увеличивается сечение провода, что приводит к увеличению размеров и массы генератора. Это особенно сильно проявляется при значительной мощности генераторов и большом числе пар полюсов. Стремление применить легкий регулятор на небольшую мощность может привести к значительному увеличению массы генератора.

Выбор плотности электрического тока в обмотке возбуждения $j_в$, а следовательно, и максимального тока возбуждения $I_{в.макс}$ определяется не только тепловым режимом генератора, но и тепловым режимом угольного столба регулятора. Обычно допустимые плотности тока $j_в$, выбранные по допустимому тепловому режиму генератора, превышают фактические выбранные по тепловому режиму угольного столба. Исследования показывают [21], что допустимая плотность тока

$$j_в = \frac{U^2_{с.мин}}{r_{у.с.мин} + r_в} \; \frac{r_в}{r_{у.с.мин} + r_в} \; \frac{57}{pF_в l_{в.ср}(1 + 0{,}004\vartheta_в)} . \qquad (2.183)$$

Тогда получаем уточненные значения:

а) максимальное значение тока возбуждения

$$I_{в.макс} = j_в S_в; \qquad (2.184)$$

б) число витков на полюс

$$w_{в.п} = F_{в.макс}/2I_{в.макс}; \qquad (2.185)$$

в) минимальное значение тока возбуждения

$$I_{в.мин} = F_{в.мин}/2w_{в.п}. \qquad (2.186)$$

Здесь $F_{в.макс}$ и $F_{в.мин}$ — максимальное и минимальное значения МДС обмотки возбуждения на пару полюсов.

Затем необходимо произвести проверку соответствия величин сопротивлений угольного столба $r_{у.с.мин}$ и $r_{у.с.макс}$ параметрам цепи возбуждения:

$$r_{у.с.мин} \leqslant [U_{с.мин} - I_{в.макс} r_в (1 + 0{,}004\vartheta_в)]/I_{в.макс}; \qquad (2.187)$$

$$r_{у.с.макс} \geqslant U_{с.макс}/I_{в.мин} - r_в. \qquad (2.188)$$

Также необходимо оценить максимальную плотность тока $j_{в.макс}$, которую можно получить в цепи возбуждения при наличии угольного регулятора

$$j_в \leqslant j_{в.макс} = [U^2_{с.мин}/(4r_{у.с.мин})] \{57/[pF_в l_{в.ср}(1 + 0{,}004\vartheta_в)]\}. \qquad (2.189)$$

Низкие значения плотностей электрического тока $j_в$, уменьшающиеся с увеличением $r_{у.с.мин}$ и числа пар полюсов p (2.189), ограничивают использование генератора при питании обмотки возбуждения от бортовой сети и регулирования с помощью угольного регулятора. Снизить значение $r_{у.с.мин}$ до величины, меньшей 0,3 Ом, практически не представляется возможным. Как показывают ана-

лиз и расчеты [21], использование генераторов сильно ухудшается при больших их мощностях. При $n=4000$ мин$^{-1}$ ухудшение использования генераторов начинает уже проявляться при мощностях 10—12 кВ·А (трехфазных), а при $n=8000$ мин$^{-1}$ — при мощностях 20—25 кВ·А. Для генераторов значительно большей мощности ставит под сомнение целесообразность выполнения генераторов с питанием от бортовой сети. Малые плотности тока, с которыми можно спроектировать обмотку возбуждения, приводят к значительному увеличению наружного диаметра и массы генераторов.

Использование для питания цепи возбуждения собственного возбудителя, конструктивно объединенного с генератором, позволяет более оптимально спроектировать обмотку возбуждения, а следовательно, и генератор. Сечение провода в этом случае определяется по известной формуле (мм^2)

$$S_{\text{в}}=F_{\text{в}}pl_{\text{в.ср}}(1+0{,}004\vartheta_{\text{в}})/(57U_{\text{в}}), \quad (2.190)$$

где $F_{\text{в}}$ — максимальная МДС на пару полюсов; $U_{\text{в}}$ — напряжение на обмотке возбуждения.

Выбор плотности тока, а следовательно, и максимального значения тока $I_{\text{в.макс}}$ ограничивается только допустимым тепловым режимом генератора. Как уже указывалось, для генераторов с вращающимися полюсами при охлаждении продувом воздуха допустимые плотности тока $j_{\text{в}}=8\div12$ А/мм^2 при длительном режиме работы. Если предусмотрены кратковременные полуторакратная и двойная перегрузки, то плотности тока на этих режимах соответственно возрастают пропорционально увеличению МДС обмотки возбуждения, т. е. почти пропорционально возрастанию нагрузки (при 200%-ной нагрузке свыше 18 А/мм^2). При масляной струйной системе охлаждения плотности тока выбираются значительно выше (до 25 А/мм^2).

Значения $I_{\text{в.макс}}$, $w_{\text{в.п}}$, $I_{\text{в.мин}}$ определяются по формулам (2.184) — (2.186).

Сопротивление обмотки возбуждения

$$r_{\text{в}\vartheta}=2pw_{\text{в.п}}l_{\text{в.ср}}(1+0{,}004\vartheta_{\text{в}})/(57S_{\text{в}}). \quad (2.191)$$

Номинальная мощность возбуждения

$$P_{\text{в.н}}=U_{\text{в.н}}I_{\text{в.н}}, \quad (2.192)$$

где $U_{\text{в.н}}$ и $I_{\text{в.н}}$ — напряжение на обмотке возбуждения и ток возбуждения при номинальной нагрузке генератора.

При определении сечения провода по (2.190) напряжение на обмотке возбуждения $U_{\text{в}}$ выбирается свободно. Однако из условия лучшего использования межполюсного пространства генератора нецелесообразно завышать это напряжение. При малых значениях $U_{\text{в}}$ сечение провода $S_{\text{в}}$ получается большим, число витков $w_{\text{в.п}}$ меньшим, а коэффициент заполнения межполюсного пространства медью — выше. При этом упрощается технология намотки. Обычно напряжение на обмотке возбуждения выбирается относительно

низким:

$$U_в = 30 \div 50\,В.$$

По известным МДС обмотки возбуждения при различных нагрузках генератора можно определить необходимые напряжения на обмотке возбуждения

$$U_в = pF_в l_{в.ср}(1+0{,}004\vartheta_в)/(57S_в). \qquad (2.193)$$

Формулу (2.193) можно использовать при подсчете необходимого напряжения возбудителя, если задаются определенным сечением провода обмотки возбуждения.

При большой мощности генераторов их размеры и масса при питании обмотки возбуждения от возбудителя получаются меньшими, чем при питании непосредственно от бортсети и системы прямого регулирования за счет лучшего использования меди обмотки возбуждения.

В бесконтактных генераторах с вращающимися выпрямителями питание обмотки возбуждения производится от возбудителя переменного тока, работающего с выпрямительным устройством.

При выборе схемы выпрямления и числа фаз возбудителя помимо общих положений (см. гл. 3) необходимо также учитывать характеристики диодов: максимальную величину обратного напряжения для диода (допустимую) $U_{обр.макс}$, максимально допустимое среднее значение диода $I_{д.макс}$.

Максимально допустимые нагрузки для диодов генераторов типа ГТ приведены в табл. 2.24.

Таблица 2.24

Тип диода	Максимально допустимые значения		Диапазон рабочих температур	Масса, г	Примечание
	обратного напряжения, В	среднего тока, А			
Д232А (АП)	400	10	от —60 до +130°С	<18	Обратная полярность
2Д202К (КТ)	400	3	от —60 до +120°С	< 6	Тропическое исполнение
2Д203А (Т)	600	10	от —60 до +100°С	<18	Тропическое исполнение. При +130°С $I_{д.\ макс}$ = =5А
2Д203В (Т)	800	10	от —60 до +100°С	<18	При +130°С $I_{д.\ макс}$=5А
2Д203Д (Т)	1000	10	от —60 до +100°С	<18	При +130°С $I_{д.\ макс}$=5А

В течение 1,5 с диоды допускают трехкратную перегрузку по току. При использовании диодов, соединенных параллельно, максимально допустимое значение тока через диод должно быть снижено на 20% по сравнению с данными табл. 2.24.

Средние значения выпрямленного напряжения (напряжение цепи возбуждения основного генератора) необходимо выбирать такими, чтобы при наиболее тяжелых режимах работы (максимальная нагрузка)

$$U_{\text{обр.макс}}/U_{\text{в.макс}} \geqslant 2{,}5 \div 3{,}5.$$

Наиболее удобное конструктивное выполнение блока вращающихся выпрямителей получается при m-фазной ($m=3$, 5, 6) однополупериодной схеме выпрямления (с нулевым выводом). В этом случае все m диодов крепятся на одной токопроводящей детали, которая одновременно служит теплоотводом и общей нулевой точкой.

Широкое применение получила шестифазная однополупериодная схема выпрямления, обладающая рядом преимуществ: а) высокая надежность — при неисправности одного диода выходное напряжение уменьшается всего лишь на 5%; б) малая величина пульсаций выпрямленных напряжений [$\Delta u^* = 15\%$, согласно формуле (3.5а)]; в) малый ток через диод ($I_{\text{д}} = I_d/6$).

Для шестифазной однополупериодной схемы выпрямления при идеальной коммутации справедливы следующие соотношения (при активной нагрузке):

$$I_{\text{ф}} = k_I I_d = I_d/\sqrt{6} = I_{\text{в}}/\sqrt{6}; \tag{2.194}$$

$$U_{\text{ф}} = k_{u\text{ф}} U'_d = k_{u\text{ф}} (U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{д}}) = \frac{1}{1{,}35} (U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{д}}); \tag{2.195}$$

$$P_{\text{в}\sim} = m U_{\text{ф}} I_{\text{ф}} = k_{P\text{в}} U'_d I_{\text{в}} = 1{,}81\,(U'_d I_{\text{в}}), \tag{2.196}$$

где $I_{\text{ф}}$, $U_{\text{ф}}$ — действующие значения фазного тока и напряжения; $P_{\text{в}\sim}$ — мощность возбудителя на стороне переменного тока; k_I, $k_{u\text{ф}}$, $k_{P\text{в}}$ — коэффициенты преобразования соответственно по току, напряжению и мощности; теоретические значения коэффициентов преобразования (при идеальной коммутации) имеют следующие значения:

$$k_I = I_{\text{ф}}/I_d = 1/\sqrt{6};\quad k_{u\text{ф}} = U_{\text{ф}}/U'_d = 1/1{,}35;\quad k_{P\text{в}} = P_{\text{в}\sim}/U'_d I_d = 1{,}81. \tag{2.197}$$

Для обеспечения запаса по напряжению на практике выбирают $k_{u\text{ф}} \approx 1$. Увеличение числа фаз m свыше 6 нецелесообразно из-за ухудшения использования машины. В том случае, когда из конструктивных соображений не представляется возможным разместить диоды в виде звезды и мало места для размещения возбудителя, часто применяется мостовая двухполупериодная схема выпрямления (схема Ларионова). Для этой схемы выпрямления справедливы следующие соотношения:

$$I_{\text{ф}} = k_I I_d = k_I I_{\text{в}} = 0{,}815 I_{\text{в}}; \tag{2.198}$$

$$U_{\text{ф}} = k_{u\text{ф}} U'_d = k_{u\text{ф}} (U_d + 2\Delta U_{\text{д}}) = 0{,}427\,(U_d + 2\Delta U_{\text{д}}); \tag{2.199}$$

$$P_{в\sim}=3U_{ф}I_{ф}=k_{Pв}U'_{d}I_{d}=1,05(U_{d}+2\Delta U_{d})I_{в}. \quad (2.200)$$

Коэффициенты преобразования при идеальной коммутации для трехфазной мостовой схемы выпрямления имеют следующие значения:

$$k_I=I_ф/I_d=0,815;\ k_{uф}=U_ф/U'_d=0,427;\ k_{Pв}=P_{в\sim}/P_d=1,05. \quad (2.201)$$

Из сравнения выражений (2.196) и (2.200) следует, что для мостовой двухполупериодной схемы выпрямления получается более благоприятное соотношение между выпрямленной мощностью и мощностью возбудителя на стороне переменного тока, что позволяет построить возбудитель с меньшими размерами. Расчет возбудителя как вентильного генератора производится по методике, изложенной в гл. 3.

При мостовой трехфазной схеме выпрямления усложняется конструктивное выполнение блока выпрямителей, так как положительные и отрицательные группы диодов должны быть изолированы друг от друга.

По известному числу витков обмотки возбуждения на полюс $w_{вп}$ и известному сечению $S_в$ производится укладка проводов.

Ширина провода обмотки возбуждения в изоляции $b_{в\,из}$ выбирается таким образом, чтобы отношение (рис. 2.23) $[a_р-(2\div 2,2)]/b_{в\,из}$ давало четное число вертикальных рядов ($a_р$ и $b_{в\,из}$ — в мм). После этого определяется высота проводника $h_{в\,из}$, при этом провод должен хорошо укладываться на высоте полюса. Затем уточняются напряжения возбуждения $U_{в\,макс}$ (2.193), токи возбуждения $I_{в\,макс}$ (2.184) и $I_{в\,мин}$ (2.186), сопротивление обмотки возбуждения (2.191). Напряжение $U_{в\,макс}\approx(0,1\div0,15)\,U_{обр\,макс}$.

В случае применения регулятора напряжения на транзисторах и питании обмотки возбуждения генератора от сети постоянного тока выявляются особенности расчета. При расчете обмотки возбуждения и ее параметров необходимо учитывать параметры транзистора и схемы регулятора. Заданными величинами являются.

напряжение питания обмотки возбуждения (напряжение сети) $U_{с\,макс}$ и $U_{с\,мин}$;

пределы изменения МДС возбуждения $F_{в\,макс}$ и $F_{в\,мин}$;

максимальный ток коллектора транзистора $I_{тр\,макс}$;

пределы изменения коэффициента заполнения импульсов (для схемы с модулятором ширины импульсов) $k_{з\,и\,макс}-k_{з\,и\,мин}=0,85\div 0,12$.

Так как величина максимального тока через транзистор является заданной, то сопротивление обмотки возбуждения определяется однозначно:

а) в холодном состоянии

$$r_в=(U_{с.макс}-\Delta U_{тр})/I_{тр.макс}, \quad (2.202)$$

где $\Delta U_{тр}\approx 1,2$ В — падение напряжения в транзисторе;

б) в нагретом состоянии

$$r_{в\vartheta}=r_в(1+0{,}004\vartheta_в). \qquad (2.203)$$

Максимальный ток возбуждения

$$I_{в.макс}=(U_{с.макс}-\Delta U_{гр})k_{з.и.макс}/r_{в\vartheta}. \qquad (2.204)$$

Число витков обмотки возбуждения на полюс $w_{вп}$ определяется по (2.185). Минимальный ток возбуждения $I_{в\,мин}$ определяется по (2.186). После определения параметров обмотки возбуждения производится проверка минимального коэффициента заполнения импульса

$$k_{з.и}=I_{в.мин}r_в/(U_{с.макс}-\Delta U_{гр}). \qquad (2.205)$$

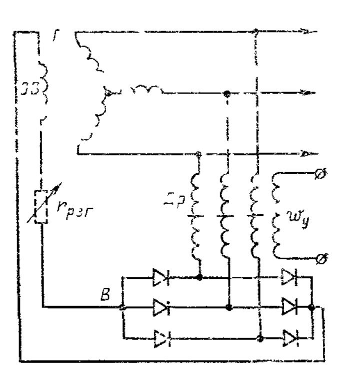


Рис. 2.43. Схема с самовозбуждением и регулированием напряжения с помощью управляемых дросселей:
Г — генератор, ОВ — обмотка возбуждения, В — выпрямитель, Др — дроссель, $w_у$ — обмотка управления, $r_{рег}$ — регулируемое сопротивление регулятора

Сечение проводника обмотки возбуждения определяется с помощью известного выражения (мм²)

$$S_в=2pw_{в.п}l_{в.ср}/(57r_в). \qquad (2.206)$$

Максимальная плотность тока в обмотке возбуждения определяется максимумом тока возбуждения, зависящим от максимально допустимого тока через транзистор $I_{тр\,макс}$

$$j_в=I_{в.макс}/S_в. \qquad (2.207)$$

Если величина $j_в$ превышает допустимые значения, то надо уменьшать ток через транзистор. При этом производится перерасчет параметров обмотки возбуждения.

При самовозбуждении генераторов обмотка возбуждения питается выпрямленным током от зажимов якоря генератора (рис. 2.43). Для регулирования тока возбуждения применяется или управляемый дроссель, или другой регулятор, например, с применением транзисторов. Во втором случае вместо дросселя предусматривается понижающий трансформатор, чтобы иметь соответствующее напряжение для работы регулятора и не занижать сечение обмоточного провода обмотки возбуждения.

Известны также другие схемы с самовозбуждением, как, например, при питании цепи возбуждения от вспомогательной обмотки якоря, заложенной в тех же пазах, или путем использования части витков главной обмотки якоря, управляемых трансформаторов и трансформаторов тока.

Чтобы осуществить самовозбуждение, необходимо выполнение трех условий

а) генератор должен обладать остаточным намагничиванием;

б) суммарное сопротивление в цепи возбуждения $r_{в\Sigma}$ должно

быть меньше критического

$$r_{в\Sigma} < r_{кр};\qquad(2.208)$$

в) магнитный поток, созданный током обмотки возбуждения, должен совпадать по направлению с остаточным магнитным потоком.

Для выполнения условия а) часто крайние пластины полюсов индуктора изготовляют из материалов постоянных магнитов. В ряде случаев для осуществления надежного самовозбуждения предусматривается вспомогательный маломощный подвозбудитель с постоянным магнитом.

§ 2.9. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ОДНОФАЗНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

По устройству однофазные генераторы отличаются от трехфазных лишь выполнением обмотки якоря. В однофазных генераторах обмотка якоря занимает примерно 80% окружности, так как полное использование окружности якоря при большой затрате меди дает только небольшое увеличение ЭДС (ЭДС возрастает всего лишь на 15%).

Мощность, которую может дать трехфазный генератор, используемый в качестве однофазного, равняется:

$$P_{1ф}=0{,}58P_{3ф},\qquad(2.209)$$

если магнитный поток и ток одинаковы;

$$P_{1ф}=0{,}70P_{3ф},\qquad(2.210)$$

если потери якоря однофазного генератора равны потерям якоря трехфазного, т. е. $I_{1ф}>I_{3ф}$.

Однако увеличение тока якоря однофазного генератора по сравнению с трехфазным вызывает необходимость увеличения мощности возбуждения. Поэтому при обосновании выбора габаритов однофазного генератора его следует сравнивать с таким трехфазным генератором, мощность которого

$$P_{1ф}=0{,}6P_{3ф}.\qquad(2.211)$$

Определение основных размеров генератора. Методы определения основных размеров генератора подобны методам определения основных размеров трехфазных генераторов (2.2). Используются лишь некоторые особенности.

Обмоточный коэффициент для однофазного генератора $k_{о1ф}$, когда током обтекаются две фазы, равен $\sqrt{3}/2$ обмоточного коэффициента трехфазного

$$k_{о1ф}=(\sqrt{3}/2)\,k_{о3ф},\ \text{или}\ k_{о1ф}=0{,}76.\qquad(2.212)$$

Величина коэффициента $k_E=E_1/U_н$ у однофазных генераторов больше, чем у трехфазных. Поэтому $k_{E1ф}$ выбирается в пределах

$$k_{Eф}=1{,}1\div1{,}2.\qquad(2.213)$$

Для однофазного генератора линейная нагрузка

$$A_{1ф}=2A_{3ф}/3, \qquad (2.214)$$

так как одна фаза не обтекается током; для специально конструируемых однофазных генераторов линейная нагрузка выбирается выше, чем по формуле (2.214).

Выбранные электромагнитные нагрузки и расчетные коэффициенты подставляются в формулу (2.2) и затем определяются диаметр и длина якоря генератора.

Проектирование обмотки якоря. Для трехфазных генераторов, работающих в однофазном режиме при двух последовательно соединенных фазах, число пазов на полюс и фазу выбирается дробным (так, например, при $p=3$ $q=3/2$, $5/2$, $7/2$ и т. д.). При этом

$$z=2pmq, \text{ где } m=3;$$

$$w_{1ф}=2w_{3ф}=2pqu_{п}/a_1a_2. \qquad (2.215)$$

Число витков в фазе $w_{3ф}$ не должно выбираться большим, особенно в малополюсных генераторах, так как в противном случае создается большая МДС реакции якоря, которая вызывает сильное насыщение магнитной цепи генератора (полюсов и ярма). Это требует значительного магнитного потока (большой длины якоря). Для типовых однофазных генераторов мощностью 8—30 кВ·А наиболее характерные числа витков в фазе приведены в табл. 2.25.

Таблица 2.25

Число полюсов $2p$	2	4	6	8
Число витков в фазе $w_{3ф}$	$\leqslant 14$ (14, 8 ...)	$\leqslant 28$	$\leqslant 36$ (36, 30, 21 . . .)	$\leqslant 42$

Число пазов на якоре z тоже не следует выбирать большим, чтобы не получить большого диаметра и очень тонких зубцов.

Если третья фаза на якоре не наматывается, тогда часть пазов якоря не имеет проводников.

Для специально разрабатываемых однофазных генераторов может быть применена и однослойная катушечная обмотка, занимающая примерно 70% окружности поверхности якоря. Для такой обмотки примерно $1/3$ пазов якоря оказывается незаполненными. При выборе числа заполненных пазов стремятся получить максимально возможное значение $w_э=k_оw_ф$. Минимальный объем якоря получается при

$$\gamma_q=z_{зап}/z=0{,}75, \qquad (2.216)$$

где $z_{зап}$ — число заполненных пазов обмотки якоря; z — полное число пазов якоря.

Число заполненных пазов на полюс и фазу якоря

$$z_{зап}=2pmQ, \quad (2.217)$$

здесь Q — число заполненных пазов на полюс и фазу.

Полное число пазов на полюс и фазу для однослойной обмотки, так же как и для двухслойной, целесообразно выбирать дробным.

Необходимая величина магнитного потока под полюсом

$$\Phi_{1ф}=E_{1ф}/(4k_{ф}k_{о1ф}fw_{1ф}). \quad (2.218)$$

В случае однофазных генераторов, образованных на базе трехфазных,

$$E_{1ф}=k_E U_{1ф}=\sqrt{3}E_{3ф}, \quad w_{1ф}=2w_{3ф}.$$

Если подставить последние соотношения в (2.226), получим

$$\Phi_{1ф}=\frac{\sqrt{3}E_{3ф}}{4k_{ф}(\sqrt{3}/2)k_{о3ф}f2w_{3ф}}=\frac{E_{3ф}}{4k_{ф}k_{о3ф}w_{3ф}f}=\Phi_{3ф}, \quad (2.219)$$

т. е. расчетный магнитный поток у однофазного и трехфазного генераторов одинаков.

Определение МДС реакции якоря в однофазных генераторах. МДС реакции якоря у однофазных машин — пульсирующая во времени и неподвижная в пространстве. Ее можно заменить двумя вращающимися в разные стороны амплитудами, равными половине пульсирующей: прямой и обратной последовательности.

МДС обратной последовательности наводит в обмотке возбуждения ЭДС двойной частоты. Для гашения поля от МДС обратной последовательности в однофазных генераторах предусматривается мощная демпферная клетка (см. рис. 2.5). Реакцию якоря для расчета МДС обмотки возбуждения создают лишь токи прямой последовательности, так как они создают МДС, неподвижную относительно полюсов.

МДС однофазного генератора подсчитаем по формулам:

$$F_а=\frac{0{,}9mk_{о1ф}w_{1ф}}{p}I=\frac{0{,}9\cdot 1(\sqrt{3}/2)k_{о3ф}2w_{3ф}}{p}I=\frac{0{,}9\cdot 1\sqrt{3}k_{о3ф}w_{3ф}}{p}I; \quad (2.220)$$

$$F_{ad}=F_a k_d \sin\psi. \quad (2.221)$$

Из сравнения выражений (2.220), (2.221) и (2.167) следует что в однофазных генераторах МДС реакции якоря в $\sqrt{3}$ раз меньше, чем в трехфазных, при одних и тех же размерах и обмоточных данных якоря.

§ 2.10. ПАРАМЕТРЫ И ПОСТОЯННЫЕ ВРЕМЕНИ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

При исследовании установившихся и переходных процессов, а также при расчете характеристик необходимо знать параметры и

постоянные времени цепей синхронных генераторов, которые могут быть с некоторым приближением определены расчетным путем.

Ниже приводятся расчетные формулы для определения параметров и постоянных времени цепей генераторов в относительных единицах.

Активное сопротивление обмотки якоря

$$r_a^* = r_a I_н / U_н, \tag{2.222}$$

где r_a — величина, рассчитываемая по (2.96) и (2.97), Ом; $I_н$ и $U_н$ — номинальные фазные ток и напряжение.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора

$$X_s^* = X_s I_н / U_н, \tag{2.223}$$

где X_s — значение, рассчитываемое по (2.100), Ом.

Индуктивное сопротивление по продольной оси

$$X_{ad}^* = k_d F_a / F'_{\delta 0}, \tag{2.224}$$

где k_d — коэффициент, определяемый по рис. 2.42; F_a — МДС реакции якоря, $F_a = 0{,}9 m w_ф k_о I_н / p$; $F_{\delta 0}'$ — МДС воздушных зазоров с учетом зазоров между полками и ярмом ротора (если они имеются) при потоке холостого хода $\Phi_{\delta 0}$, соответствующего $E_0 = U_н$.

Магнитная индукция в зазоре при холостом ходе и номинальном напряжении

$$B_{\delta 0} = B_{\delta н} / k_E = B_{\delta н} U_н / E_i, \tag{2.225}$$

где $B_{\delta н}$ — индукция в воздушном зазоре при номинальной нагрузке.

Индуктивное сопротивление по поперечной оси

$$X_{aq}^* = k_q F_a / F'_{\delta 0}, \tag{2.226}$$

где k_q — коэффициент, определяемый по рис. 2.42.

Синхронные индуктивные сопротивления:

а) по продольной оси

$$X_d^* = X_s^* + X_{ad}^* + X_{ск}^*, \tag{2.227}$$

где

$$X_{ск}^* = \frac{1}{6} X_{aq} \left(\frac{\pi \beta_{ск} p}{z k_{ск}} \right)^2 \frac{I_н}{U_и};$$

$\beta_{ск}$ — скос в пазовых делениях; $k_{ск}$ — согласно (2.13).

$$\text{При } m = 1 \; X_{ad}^* = X_2^* + X_{ad}^* + X_{ск}^*;$$

б) по поперечной оси

$$X_q^* = X_s^* + F_{aq}^*. \tag{2.228}$$

При $m = 1 \; X_q^* = X_2^* + X_{aq}^* + X_{ск}^*$. (2.229)

Индуктивное сопротивление Потье (для построения диаграммы Потье)

$$X^*_p \approx X^*_s + 0{,}04F_а/F'_{\delta 0}. \qquad (2.230)$$

Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения

$$X^*_в = 1{,}27k_d X^*_{ad}\left[1 + \frac{(2F'_{\delta 0}\, l_m \sum \lambda_в)}{(\Phi_{\delta 0}\cdot 10^8\, 0{,}4\pi)}\right] \qquad (2.231)$$

где

$$\sum \lambda_в = \lambda_p + 0{,}654\lambda_m + 0{,}377\lambda_{mв} \qquad (2.232)$$

— суммарная проводимость на 1 см длины якоря; λ_p, λ_m, $\lambda_{mв}$ —

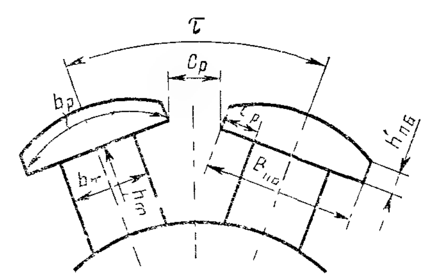


Рис. 2.44. Эскиз полюсов индуктора

проводимости полюсных башмаков и полюсов на 1 см длины якоря:

$$\lambda_p = \left[1{,}4\left(\frac{d_t}{C_p} - 0{,}25\right) + 0{,}55\left(\frac{a_p}{C_p} + 0{,}2\right) - 0{,}4\left(\frac{a_p}{C_p} - 0{,}5\right)^2\right]0{,}4\pi; \qquad (2.233)$$

$$\lambda_m = \frac{0{,}4\pi 0{,}55h_m}{\tau - b_m - (\pi/2p)(h_m + 2h_{п.б} + 2\delta)}; \qquad (2.234)$$

$$\lambda_{mв} = 0{,}37b_m 0{,}4\pi/l_m. \qquad (2.235)$$

В этих формулах $a_p = (b_{п.б} - b_m)/2$, $C_p = \tau - b_{п.б} - (2\pi d_t)/(2p)$, $d_t = h_{п.б} + \delta - b_p^2/(4D)$.

Размеры полюсной системы (рис. 2.44) берутся в сантиметрах. При $d_t/C_p < 0{,}25$ первый член в выражении (2.233) следует приравнять нулю.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения

$$X^*_{вs} = X^*_в - X^*_{ad}. \qquad (2.236)$$

Индуктивные сопротивления рассеяния демпферной клетки:

а) по продольной оси

$$X^*_{уsd} = 2\pi k_ф \frac{F_а}{\Phi_{\delta 0}\cdot 10^8} l\lambda_{п.у}\left[0{,}5 - 0{,}6\alpha_у - \right.$$

$$\left. - \frac{\alpha_у^2}{(n_у - 1)^2} + \frac{\alpha_у^2}{n_у - 1}\left(2{,}3 - \frac{4}{3}\alpha_у\right)(1 + k_{\lambda\,к.у})\right], \qquad (2.237)$$

где $\lambda_{п\,у}$ — удельная проводимость рассеяния стержня демпферной клетки (см. рис. 2.29),

$$\lambda_{п\,у}=0{,}4\pi\{[0{,}785-b_{ш.у}/(2d_{п.у})]+h_{у.у}/b_{ш.у}\};$$

$$\alpha_у=t_у(n_у-1)/\tau,\ k_{\lambda\,к.у}=0{,}353+0{,}185/(l/D-0{,}144);$$

б) по поперечной оси при полной (продольно-поперечной) клетке

$$X^*_{ysq}=2\pi k_ф\frac{F_а}{\Phi_{\delta 0}\cdot 10^8}l\lambda_{п.у}\left[\frac{\alpha'^2_у}{n_у}\left(2{,}3-\frac{4}{3}\alpha'_у\right)+k_{\lambda\,к.у}\frac{t_у}{\tau}\right],\tag{2.238}$$

где

$$\alpha'_у=t_у n_у/\tau;\ X^*_{ysq}\approx 0{,}75X^*_{ysd}.\tag{2.239}$$

Активные сопротивления демпферной клетки:

а) по продольной оси

$$r^*_{yd}=\frac{2{,}55}{f/50}\cdot\frac{\pi}{4}k_ф\frac{F_a}{\Phi_{\delta 0}\cdot 10^2}r_{ст}\left[0{,}5-0{,}6\alpha_у-\frac{\alpha_у^2}{(n_у-1)^2}+\right.$$
$$\left.+\frac{\alpha_у^2}{(n_у-1)}\left(2{,}3-\frac{4}{3}\alpha_у\right)(1+k_{r\,к.у})\right],\tag{2.240}$$

где $r_{ст}$ — сопротивление стержня, Ом.

$$r_{ст}=\frac{l_{ст}}{57s_{ст}}(1+0{,}004\vartheta);\ k_{r\,к.у}=0{,}03+\frac{0{,}138}{l_m/D-0{,}171};$$

б) по поперечной оси

$$r^*_{yq}=\frac{2{,}55}{f\ 50}\ \frac{\pi}{4}k_ф\ \frac{F_a}{\Phi_{\delta 0}\,10^2}\ r_{ст}\left[\frac{\alpha'^2_у}{n_у}\left(2{,}3-\frac{4}{3}\alpha'_у\right)+k_{r\,к.у}\frac{t_у}{a}\right].\tag{2.241}$$

Активное сопротивление обмотки возбуждения

$$r^*_в=r_{в\vartheta}\frac{3}{2}\left[\frac{(4/\pi)\,k_d w_ф k_0}{2pw_{в.п}}\right]^2\frac{I_и}{U_и},\tag{2.242}$$

где $r_{в\vartheta}$ — сопротивление обмотки при рабочей температуре; $w_{в\,п}$ — число витков на полюс.

Переходное индуктивное сопротивление по продольной оси

$$X^{*\prime}_d=X^*_s+(X^*_{ad}X^*_{вs})/(X^*_{ad}+X^*_{вs}).\tag{2.243}$$

Переходное индуктивное сопротивление по поперечной оси

$$X^{*\prime}_q=X^*_q.\tag{2.244}$$

Сверхпереходное индуктивное сопротивление **по продольной оси**:

а) при наличии демпферной клетки

$$X_d^{*''}=X_s^*+\frac{1}{1/X_{ad}^*+1/X_{\text{в}s}^*+1/X_{\text{у}sd}^*};\qquad(2.245)$$

б) при отсутствии демпферной клетки

$$X_d^{*''}=X_d^{*'}.$$

Сверхпереходное индуктивное сопротивление по поперечной оси

$$X_q^{*''}=X_s^*+(X_{aq\text{н}}^*X_{\text{у}sq}^*)/(X_{aq\text{н}}^*+X_{\text{у}sq}^*).\qquad(2.246)$$

Индуктивное сопротивление обратной последовательности:

а) при работе генератора на малое внешнее сопротивление (короткое замыкание)

$$X_2^*=\sqrt{X_d^{*''}X_q^{*''}};\qquad(2.247)$$

б) при работе генератора на большое внешнее индуктивное сопротивление

$$X_2^*=(X_d^{*''}+X_q^{*''})/2.\qquad(2.248)$$

Индуктивное сопротивление нулевой последовательности генераторов с открытыми пазами при успокоительной клетке

$$X_0^*\approx\frac{1,1lF_a}{\Phi_{\delta 0}\,q\,k_{\text{у}}^2\,10^8}\left[(\beta-0,555)\frac{h_{\text{п}}}{b_{\text{п}}}+(3\beta-2)\frac{h_{\text{к}}}{b_{\text{п}}}\right]+$$

$$+0,355\frac{F_a(3\beta-2)}{F_{\delta 0}k_{\text{у}}^2}\left[\left(\frac{1}{3q}\right)^2+0,39\left(\beta-\frac{2}{3}\right)-\left(\beta-\frac{2}{3}\right)^2+0,037\right].\qquad(2.249)$$

где $h_{\text{п}}$ и $b_{\text{п}}$ — глубина и ширина паза; $h_{\text{к}}$ — расстояние от внутренней окружности статора до меди паза; β — шаг обмотки якоря в долях полюсного деления; при отсутствии успокоительной клетки коэффициент 0,355 перед вторым членом нужно заменить на 0,71.

Постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутых обмотках статора и демпферной клетке (с)

$$T_{d0}=X_{\text{в}}^*/\omega r_{\text{в}}^*.\qquad(2.250)$$

Постоянная времени демпферной клетки по продольной оси при разомкнутых обмотках статора и возбуждения

$$T_{\text{у}d0}=(X_{ad}^*+X_{\text{у}sd}^*)/(\omega r_{\text{у}d}^*).\qquad(2.251)$$

Постоянная времени успокоительной обмотки по поперечной оси при разомкнутой обмотке статора

$$T_{\text{у}q0}=(X_{aq}^*+X_{\text{у}sq}^*)/(\omega r_{\text{у}q}^*).\qquad(2.252)$$

Постоянная времени обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора (при отсутствии демпферной клетки)

$$T'_d = X^{*\prime}_d T_{d0} / X^*_d. \qquad (2.253)$$

Постоянная времени демпферной клетки по продольной оси при короткозамкнутой обмотке возбуждения и разомкнутой обмотке статора

$$T''_{d0} = \frac{X^*_{ysd} X^*_{вs} + X^*_{ysd} X^*_{ad} + X^*_{вs} X^*_{ad}}{\omega r^*_{yd} (X^*_{вs} + X^*_{ad})}. \qquad (2.254)$$

Постоянная времени демпферной клетки при короткозамкнутых обмотках возбуждения и статора

$$T''_d = X^{*\prime\prime}_d T''_{d0} / X^{*\prime}_d. \qquad (2.255)$$

Постоянная времени демпферной клетки по поперечной оси при короткозамкнутой обмотке статора

$$T''_q = X^{*\prime\prime}_q T_{q0} / X^*_q. \qquad (2.256)$$

Постоянная времени обмотки статора при короткозамкнутых обмотках ротора

$$T_a = X^*_2 / (\omega r_a). \qquad (2.257)$$

Постоянная времени затухания асимметричной (постоянной) составляющей переходного тока внезапного короткого замыкания на зажимах машины

$$T'_a = 2X^{*\prime}_d X^{*\prime}_q / [(X^{*\prime}_d + X^{*\prime}_q) r_a]. \qquad (2.258)$$

Постоянная времени затухания асимметричной составляющей сверхпереходного тока якоря внезапного короткого замыкания

$$T''_a = 2X^{*\prime\prime}_d X^{*\prime\prime}_q / [\omega (X^{*\prime\prime}_d + X^{*\prime\prime}_q) r^*_a]. \qquad (2.259)$$

§ 2.11. ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Электромагнитный расчет позволяет определить основные характеристики генератора.

Регулировочные характеристики. Для построения регулировочных характеристик генератора $I_в = f(I)$ при $U = \text{const}$ (рис. 2.45) задаются рядом значений токов нагрузки ($I = 0{,}5I_н$; $I = 0{,}75I_н$, $I_н$, $1{,}5I_н$, $2{,}0I_н$); пользуясь векторной диаграммой напряжений (см. рис. 2.39) и характеристикой холостого хода (см. рис. 2.40), для каждого тока нагрузки определяются МДС обмотки возбуждения и ток возбуждения. Регулировочные характеристики могут быть построены для различных напряжений генератора ($U = U_н$, $U = 0{,}5U_н$, $U = 0{,}75U_н$, $U = 1{,}25\,U_н$, $U = 1{,}5U_н$).

Внешние характеристики. Для построения внешних характеристик $U = f(I)$ при $I_в = \text{const}$ (рис. 2.46) пользуются семейством ре-

гулировочных характеристик (см. рис. 2.45). Проведя горизонтальную прямую, соответствующую данному току возбуждения, например $I_в = I_{вн}$, получаем точки пересечения этой прямой с регулировочными характеристиками (точки *1, 2, 3, 4, 5*), по которым строится внешняя характеристика. Задаваясь различными значениями тока $I_в$, можно построить семейство внешних характеристик для различных значений токов $I_в$. Значения ЭДС холостого хода E_0 для каждого тока возбуждения определяются по характеристике холостого хода (см. рис. 2.38 и 2.39).

Изменение напряжения генератора. Под изменением напряжения генератора понимается повышение напряжения на его зажимах

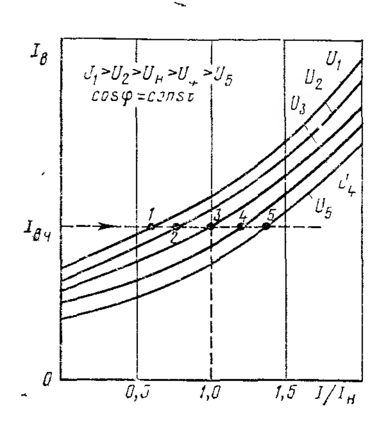


Рис 2.45. Регулировочные характеристики при различных напряжениях генератора

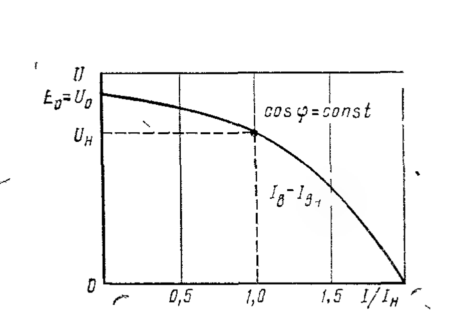


Рис. 2.46 Внешняя характеристика генератора

при переходе от режима работы с номинальной нагрузкой к режиму холостого хода и при сохранении неизменными тока возбуждения и частоты вращения (%)

$$\Delta U = [(U_0 - U_н)/U_н]\,100. \qquad (2.260)$$

Расчет отношения короткого замыкания. Отношение короткого замыкания (ОКЗ)

$$ОКЗ = I_{к.о}/I_н, \qquad (2.261)$$

где $I_{к\,о}$ — установившийся ток трехфазного короткого замыкания при токе возбуждения, соответствующем ЭДС при холостом ходе $E_0 = U_н$.

Значение ОКЗ можно найти по формуле

$$ОКЗ = E_0^{*\prime}/X_d^* \approx 1/X_d^*, \qquad (2.262)$$

где $E_0^{*\prime}$ — значение ЭДС по спрямленной в начале координат характеристике холостого хода при токе возбуждения $I_{в\,о}$, соответствующем $E_0 = U_н$ (рис. 2.47), о. е.

Для нормальных синхронных генераторов ОКЗ=0,7÷1. Для авиационных генераторов, рассчитываемых на двукратную кратковременную перегрузку, ОКЗ должно быть не менее 0,4.

Кратность тока короткого замыкания при номинальном возбуждении. Этот параметр определяется отношением

$$k_{\text{н}} = I_{\text{к.н}}/I_{\text{н}}, \tag{2.263}$$

где $I_{\text{к н}}$ — установившийся ток трехфазного тока короткого замыкания при номинальном токе возбуждения $I_{\text{в н}}$, соответствующего номинальной нагрузке генератора.

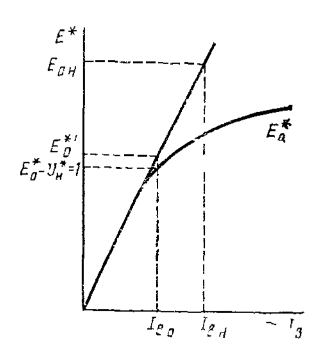


Рис 2.47 Характеристика холостого хода (для определения токов короткого замыкания)

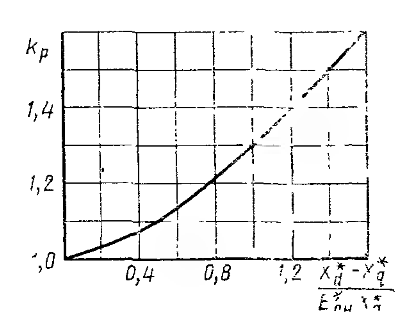


Рис. 2.48 Кривая определения коэффициента перегрузки

Значение кратности тока короткого замыкания при номинальном возбуждении

$$k_{\text{н}} = E^{*\prime}_{0\text{н}}/X^{*}_{d}, \tag{2.264}$$

где $E^{*\prime}_{0\text{н}}$ — ЭДС согласно рис. 2.47, о. е.

Значение коэффициента

$$k_{\text{н}} = \text{ОКЗ}\ I^{*}_{\text{в.н}}, \tag{2.265}$$

где

$$I^{*}_{\text{в.н}} = I_{\text{в.н}}/I_{\text{в}0}. \tag{2.266}$$

Статическая перегружаемость. Статическая перегружаемость характеризуется коэффициентом перегрузки, равным отношению максимального вращающего момента к номинальному:

$$k_{\text{пер}} = \frac{M_{\text{макс}}}{M_{\text{н}}} \approx \frac{E^{*\prime}_{0\text{н}}}{X^{*}_{d}\cos\varphi_{\text{н}}} k_{\text{р}} = \frac{\text{ОКЗ}\ I^{*}_{\text{в.н}}}{\cos\varphi_{\text{н}}} k_{\text{р}}, \tag{2.267}$$

где $k_{\text{р}} = f\,[(X^{\prime}_{d} - X^{*}_{q})/(E^{*\prime}_{0\text{н}} X^{*}_{q})]$ — коэффициент, учитывающий действие реактивного момента; значения коэффициента $k_{\text{р}}$ можно взять по кривой (рис. 2.48).

Ударный ток короткого замыкания (в начальный момент времени) ($t=0$). При трехфазном коротком замыкании

$$I_{уд3ф}=1{,}73\cdot 1/X_d^{*''}. \qquad (2.268)$$

При двухфазном коротком замыкании

$$I_{уд2ф}=1{,}73\cdot 1/X_{ds}^{*''}, \qquad (2.269)$$

где $X_{ds}^{*''}$ — сверхпереходное индуктивное сопротивление при коротком замыкании между двумя фазами;

$$X_{ds}^{*''}=(X_d^{*''}+X_2^*)/\sqrt{3}. \qquad (2.270)$$

При однофазном коротком замыкании

$$I_{уд1ф}=1{,}73\cdot 1/X_{d\sigma}^{*''}, \qquad (2.271)$$

где $X_{d\sigma}^{*''}$ — индуктивное сопротивление при коротком замыкании между фазой и нейтралью

$$X_{d\sigma}^{*''}=(X_d^{*''}+X_2^*+X_0^*)/3. \qquad (2.272)$$

§ 2.12. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАССЫ АКТИВНЫХ МАТЕРИАЛОВ ГЕНЕРАТОРА

Масса активных материалов и общая масса машины являются важнейшими характеристиками авиационных генераторов. Масса активных материалов генератора складывается из массы меди обмоток якоря, возбуждения, демпферной клетки и массы стали зубцов якоря, ярма якоря, полюсов, ярма индукторов. Ниже приводится подсчет этих масс (кг).

Масса меди обмотки якоря

$$M_{м.а}=mw_ф a_1 a_2 l_{а.ср} S_а \gamma_м\cdot 10^{-5}, \qquad (2.273)$$

где $\gamma_м=8{,}9$ — удельная масса меди, г/см^3; $l_{а\ ср}$ — средняя длина витка, см; a_1 — число параллельных ветвей в фазе; a_2 — число параллельных проводов.

Масса меди обмотки возбуждения

$$M_{м.в}=w_{в.п}2pl_{в.ср}S_в\gamma_м\cdot 10^{-5}. \qquad (2.274)$$

Масса меди демпферной клетки

$$M_{м.у}=[S_у n_у 2pl_{ст}+2\pi D_к S_к]\,\gamma_м\cdot 10^{-5}, \qquad (2.275)$$

где $D_к\approx D_р\pm 0{,}2d_у$.

Следует брать знак (+) — при внешних полюсах, а знак (—) — при внутренних полюсах.

Масса стали зубцов якоря:

а) при внешних полюсах

$$M_z=[\pi(D-h_z)h_z-S_п z]\,l\gamma_{ст}k_{з.с}\cdot 10^{-3}; \qquad (2.276)$$

б) при внутренних полюсах

$$M_z = [\pi (D + h_z) h_z - S_п z] l \gamma_{ст} k_{з.с} \cdot 10^{-3}. \quad (2.277)$$

Здесь $\gamma_{ст} = 7{,}65$ — удельная масса стали.

Масса ярма якоря:

а) при внешних полюсах

$$M_{ja} = \pi (D - 2h_z - h_{ja}) h_{ja} l \gamma_{ст} k_{з.с} \cdot 10^{-3}; \quad (2.278)$$

б) при внутренних полюсах

$$M_{ja} = \pi (D + 2h_z + h_{ja}) h_{ja} l \gamma_{ст} k_{з.с} \cdot 10^{-3}. \quad (2.279)$$

Масса полюсов

$$M_п = [b_m h_m + b_{п.б} h_{п.б.ср}] 2 p l_m \gamma_{ст} k_{з.с} \cdot 10^{-3}, \quad (2.280)$$

где $h_{п\,б\,ср}$ — средняя высота полюсного башмака.

Масса ярма индуктора:

а) при внешних полюсах

$$M_{jm} = \pi (D + 2\delta + 2h_p + h_{jm}) h_{jm} l_{jm} \gamma_{ст} \cdot 10^{-3}; \quad (2.281)$$

б) при внутренних полюсах

$$M_{jm} = \pi (D_p - 2h_p - h_{jm}) h_{jm} l_{jm} \gamma_{ст} k_{з.с} \cdot 10^{-3}. \quad (2.282)$$

Масса активных материалов

$$M_а = M_{м.а} + M_{м.в} + M_{м.у} + M_z + M_{ja} + M_п + M_{jm}. \quad (2.283)$$

Полная масса генератора

$$M_г = M_а k_м, \quad (2.284)$$

где $k_м$ — конструктивный коэффициент массы.

Коэффициент $k_м$ в значительной мере определяется конструкцией генератора. У лучших образцов генераторов $k_м \approx 1{,}4$.

Удельная масса активных материалов

$$m_а = M_а / P_н. \quad (2.285)$$

Удельная масса генератора

$$m_г = M_г / P_н. \quad (2.286)$$

§ 2.13. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕРЬ И КПД ГЕНЕРАТОРА

Общие потери в синхронном генераторе при нагрузке выражаются суммой

$$\sum P = P_{м.а} + P_{м.в} + P_у + P_z + P_{ja} + P_{пов} + P_{пульс} + P_{доб} + P_к + P_{мех}, \quad (2.287)$$

где $P_{м\,а}$ — потери в меди обмотки якоря; $P_{м.в}$ — потери в меди обмотки возбуждения; $P_у$ — потери в демпферной клетке; P_z — поте-

ри в стали зубцов; P_{ja} — потери в стали спинки якоря; $P_{пов}$ — поверхностные потери в полюсных башмаках; $P_{пульс}$ — пульсационные потери в зубцах статора и ротора; $P_{доб}$ — добавочные потери, возникающие при нагрузке; $P_к$ — общие потери на контактных кольцах; $P_{мех}$ — механические потери на трение в подшипниках и на трение вращающихся частей о воздух.

Потери в меди обмотки якоря (Вт)

$$P_{м.а}=mI_н^2 r_{a\vartheta}, \qquad (2.288)$$

где $r_{a\vartheta}$ — сопротивление обмотки якоря в нагретом состоянии.

Потери в меди обмотки возбуждения

$$P_{м.в}=I_{в.н}^2 r_{в\vartheta}, \qquad (2.289)$$

где $r_{в\vartheta}$ — сопротивление обмотки возбуждения в нагретом состоянии.

При подсчете КПД всей генераторной системы необходимо также знать потери в остальной части цепи возбуждения, кроме потерь в обмотке.

При угольном регуляторе напряжения потери в угольном столбе

$$P_{у.с}=I_{в.н}(U_с-I_в r_{в\vartheta}). \qquad (2.290)$$

При наличии возбудителя потери в цепи возбуждения

$$P_в=(I_{в.н} r_{в\vartheta}+\Delta U_к I_{в.н})/\eta_в, \qquad (2.291)$$

где $\eta=0{,}65\div0{,}75$ КПД возбудителя; $\Delta U_к=0{,}5\div1{,}0$ — падение напряжения в переходном сопротивлении контактных колец, В.

Потери в демпферной клетке однофазного генератора можно подсчитать по формуле (2.135). При однофазной нагрузке

$$P_у=(0{,}4\div0{,}5)P_{м.а}. \qquad (2.292)$$

В трехфазных синхронных генераторах при установившемся режиме работы и симметричной нагрузке потери в успокоительной обмотке можно считать равными нулю. На практике берут $P_у=0{,}1\%$ от $P_н$.

Потери в стали зубцов и спинке якоря

$$P_z=P_0 k_т (B_z)^2 (f/400)^{1,5} M_z, \qquad (2.293)$$

$$P_{ja}=P_0 k_т (B_{ja})^2 (f/400)^{1,5} M_{ja}, \qquad (2.294)$$

где P_0 — удельные потери в стали при $f=400$ Гц и $B=1{,}0$ Тл, Вт/кг; $k_т$ — технологический коэффициент; можно принять $k_т\approx2$ для зубцов якоря и $k_т=1{,}4$ для ярма якоря; B_z и B_{ja} — расчетные значения индукций соответственно в зубцах и спинке якоря, Тл; M_z и M_{ja} — масса стали зубцов и спинки якоря.

Удельные потери в стали P_0 (Вт/кг) зависят от марки стали, толщины листа и частоты (табл. 2.26).

Таблица 2.26

Марка стали	Толщина листа Δ, мм	Удельные потери в стали при частоте f = 400 Гц		
		при B = 0,75 Тл	при B = 1,0 Тл	при B = 1,5 Тл
1521 (Э-44)	0,35	10,7	19	—
1521 (Э-44)	0,20	7,2	12,5	—
1521 (Э-44)	0,15	6,8	11,7	—
1521 (Э-44)	0,10	6,0	10,5	—
1311 (Э-21)	0,50	—	33,2	81
1311 (Э-21)	0,35	—	29,2	80
1411 (Э-31)	0,50	—	45,2	58,5
1411 (Э-31)	0,35	—	36,2	48

Удельные потери для сталей 27КХ и 49КФ2 (Вт/кг) приведены в табл. 2.27.

Таблица 2.27

Марка стали	Толщина листа, Δ, мм	Удельные потери при частоте f = 400 Гц		
		при B = 1,0 Тл	при B = 1,5 Тл	при B = 1,8 Тл
27КХ	0,20	35,6	60	88
27КХ	0,35	44,5	35	125
27КХ	0,70	—	240	—
49КФ2	0,20	15,5	—	—

Поверхностные потери в полюсных башмаках явнополюсных синхронных генераторов возникают благодаря зубчатому строению якоря. Распределение индукции на поверхности полюсных башмаков получается неравномерным. Вследствие этого при вращении полюсных башмаков возникают потери от вихревых токов. Величина этих потерь (Вт)

$$P_{пов} = P_{пов.о} + P_{пов.н} + P_{вр}, \qquad (2.295)$$

подсчитываемых по формулам:

а) при холостом ходе

$$P_{пов.о} = 14{,}9 k_{оп} \frac{\delta}{\delta_{макс}} (B_\delta \tau k_\delta)^2 \frac{k_щ S_p}{\sqrt{z/p}} \sqrt{\left(\frac{f}{400}\right)^3}; \qquad (2.296)$$

б) при нагрузке дополнительные потери

$$P_{пов.н} = 5{,}88 k_{оп} k_{\beta 1} \left(\frac{t_z}{\delta}\right)^2 \left(\frac{A\tau}{10^3}\right)^2 \frac{k_п S_p}{\sqrt{z\,p}} \sqrt{\left(\frac{f}{400}\right)^3}. \qquad (2.297)$$

В этих формулах $k_{оп}$ — коэффициент, зависящий от материала и устройства полюсных башмаков (табл. 2.28);

Таблица 228

Марка стали	Толщина листа, мм	Значения коэффициента $k_{о.п}$ для способов обработки		
		не обработан	шлифовка	обточка
Конструкционная сталь	0,5	2	2,5	2,8
	1,0	4,5	5,0	5,5
	2,0	7,2	8,0	8,6
	Сплошной	—	—	23,3
1411 (Э-31)	0,35	1,0	1,2	1,4
1411 (Э-31)	0,5	1,4	1,7	2,0
1211 (Э-11)	0,5	1,8	2,0	2,5

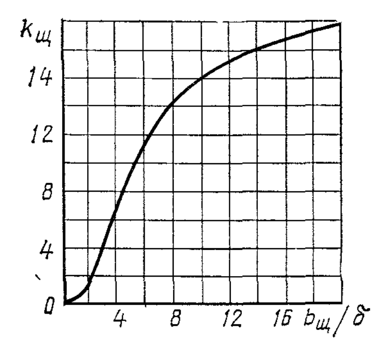


Рис. 2.49. Кривая коэффициента $k_щ$ от отношения $b_щ/\delta$

Таблица 229

m	Значения коэффициента $k_{\beta 1}$ для обмоток		
	двухслойной		однослойной
	$y^* = 1 \div 2/3$	$y^* = 1/3 \div 2/3$	
3	$\frac{1+3y^*}{4}$	$\frac{6y^*-1}{4}$	1
2	y^*	y^*	1
1	$1 - \frac{z/2p - y_z}{Q}$	—	1

$k_щ = (b_щ/\delta - 1)\,2{,}4$ — коэффициент, зависящий от отношения ширины прорези паза к величине воздушного зазора (рис. 2.49); S_p — площадь поверхности полюсных башмаков (м²), $S_p = 2pb_pl_i10^{-4}$; $k_{\beta 1}$ — коэффициент, учитывающий характер выполнения обмотки якоря (табл. 2.29); y^* — относительный шаг обмотки; $k_п$ — коэффициент, зависящий от отношения $b_щ/t_z$ (рис. 2.50):

$$k_п = 0{,}56 - \frac{1{,}525 b_щ/t_z}{1{,}265 + b_щ/t_z}, \text{ где } b_щ/t_z \leqslant 0{,}7;$$

в) потери в полюсах от обратного поля $P_{вр}$ (подсчитываются для машин со сплошными полюсами без демпферной клетки при однофазной нагрузке)

$$P_{вр} = 7{,}9\,[B_\delta \tau k_{д.о} F_a/F_{10}]^2 S_p \sqrt{(f/400)^3}, \qquad (2.298)$$

где $k_{д.о}=\frac{1}{[1+(2\tau^2\cdot 10^{-4})/(\delta k_\delta)]\sqrt{f/50}}$ (τ и δ даны в см); $F_a=0{,}9m(w_ф k_о/p_н I)$ — МДС реакции якоря; $F_{10}=F_\delta+F_z+F_{ja}$ — МДС при холостом ходе.

При наличии демпферной клетки $P_{вр}=0$.

Пульсационные потери в синхронных генераторах с явновыраженными полюсами возникают в том случае, когда в полюсных башмаках сделаны открытые или полузакрытые пазы для укладки стержней демпферной клетки. В этом случае магнитная индукция в зубцах статора

$$f_z=zn/60.$$

Пульсационные потери обычно невелики.

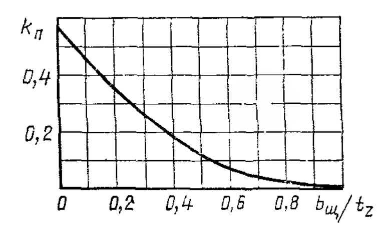


Рис. 2.50. Значение коэффициента $k_п$ в зависимости от $b_щ/t_z$

Ориентировочную величину добавочных потерь, возникающих при нагрузке вследствие появления полей рассеяния якорной части генератора, можно принять равной 1% от номинальной мощности генератора:

$$P_{доб}=0{,}01\,P_н. \tag{2.299}$$

Потери на контактных кольцах складываются из электрических $P_{щ\,э}$ и механических $P_{щ\,м}$ потерь:

$$P_к=P_{щ.э}+P_{щ.м}. \tag{2.309}$$

Электрические потери в щеточном контакте определяются произведением

$$P_{щ.э}=\Delta U_щ I_щ, \tag{2.301}$$

где $\Delta U_щ=1{,}6\div2{,}0$ — падение напряжения в переходном контакте щеток, В; $I_щ$ — ток через щетки.

Механические потери в щеточном контакте подсчитываются по формуле (Вт)

$$P_{щ.м}=0{,}981k_{тр}P_щ S_щ V_к, \tag{2.302}$$

где $k_{тр}$ — коэффициент трения, для медно-графитовых щеток $k_{тр}=0{,}2\div0{,}25$; $P_щ=2\div3$ — удельное давление щеток, Н/см^2; $S_щ$ — площадь контактной поверхности щеток, см^2; $V_к$ — окружная скорость контактных колец, м/с, $V_к=\pi D_к n/6000$; $D_к$ — диаметр контактных колец, см.

Механические потери

$$P_{мех}=P_{подш}+P_в+P_{т.в}, \tag{2.303}$$

где

а) $P_{подш}$ — потери в подшипниках (Вт)

$$P_{подш}=0{,}0015 G_п V_ц / d_ц, \qquad (2.304)$$

$G_п$ — нагрузка на подшипник, Н; $d_ц$ — диаметр окружности центров шариков, см; $V_ц$ — окружная скорость центров шариков, м/с;

б) $P_в$ — потери на вентилятор (Вт)

$$P_в=(2\div2{,}5)\, D_в^4 b_в n^3\cdot10^{-4}, \qquad (2.305)$$

$D_в$ — диаметр вентилятора, см; $b_в$ — ширина лопатки, см;

в) $P_{т\,в}$ — потери трения ротора о воздух (Вт)

$$P_{т.в}=1{,}14\,[(n/100)^3 (D_р/10)^5 (1+5l_р/D_р)]\, C_в 10^{-2}\gamma_в^*, \qquad (2.306)$$

$D_р$ — диаметр ротора, см; $l_р$ — длина ротора, см; $C_в=(1{,}5\div4)$ — постоянная; $\gamma_в^*$ — отношение удельной массы воздуха на высоте к удельной массе воздуха на земле

Потери на трение в подшипниках и воздух составляют порядка 2—4 % от активной мощности $P_а=P_н\cos\varphi$.

Для получения более полного представления об энергетических характеристиках рассчитываемого генератора необходимо подсчитать потери и определить КПД генератора при нескольких значениях нагрузки, например: $I=I_н/4$, $I_н/2$, $3I_н/4$, $5I_н/4$, $3I_н/2$ и $2I_н$.

КПД генератора определяется по следующей расчетной формуле:

$$\eta=1-\sum P/(P\cos\varphi+\sum P), \qquad (2.307)$$

где P — полная отдаваемая мощность генератора; ΣP — сумма потерь в генераторе.

Выбор параметров токосъемных и токоподводящих устройств для контактных генераторов. В контактных генераторах предусматривается токоподводящее устройство для питания обмотки возбуждения в генераторах с вращающимся индуктором и токосъемное — в генераторах с вращающимся якорем. В них находят применение щетки марок МГС-7 и МГС-8 (ГОСТ 12232—71). Эти щетки допускают плотности тока $j_щ$ до 27 А/см² и окружные скорости до 55 м/с, требуют контактного давления порядка 6 Н/см²; коэффициент трения $k_{тр}\approx0{,}2$. Контактное падение напряжения для щеток марки МГС-7 составляет $\Delta u_щ=1{,}2\div2{,}4$ В, а для щеток МГС-8 $\Delta u_щ=2{,}0\div2{,}8$ В.

Щетки марки МГС-7 применяются, как правило, для генераторов основных систем электроснабжения. Практически плотности тока под щетками выбираются в пределах $j_щ=12{,}5\div20$ А/см². Меньшим значениям $j_щ$ соответствуют большие $\Delta U_щ$ ($\Delta U_щ\approx2$ В), а большим $j_щ$ — меньшие $\Delta U_щ$ ($\Delta U_щ\approx1{,}2$ В). Меньшие значения $j_щ$ выбираются для токоподводящих устройств генераторов с вра-

щающимся индуктором. Наиболее часто применяемые сечения щеток 5×8, 6,5×6,5, 6,5×12,5, 7×14, 8×16, 10×20, 12,5×25 мм².

Щетки марки МГС-8 применяются в маломощных генераторах преобразователей (типа ПО). Размеры щеток 6,5×6,5, 5×15, 6,5×8×15.

Число колец в генераторах с вращающимся индуктором равняется 2, а в генераторах с вращающимся якорем оно равняется числу фаз. Число щеток на кольцо выбирается равным 2 или 4 в зависимости от величины снимаемого тока. Кольца изготовляются из фосфористой бронзы марки Бр.ОФ10-1 (ОСТ 190054—72).

ГЛАВА 3

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ВЕНТИЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

§ 3.1. ПРИМЕНЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В автономных системах электроснабжения применяются генераторы переменного тока, работающие на нагрузку через выпрямители. Это так называемые вентильные бесколлекторные генераторы. Конструктивно они отличаются от синхронных генераторов наличием блока выпрямителей.

В настоящее время вентильные генераторы находят применение на самолетах и вертолетах, на автомобилях и других установках. Авиационные вентильные генераторы выпускаются мощностью 9, 12, 18 кВт с выходным выпрямленным напряжением 28,5 В. На самолетах применяются вентильные генераторы мощностью до 50 кВт на повышенные частоты и напряжения до 200 кВт. При этом получается значительное уменьшение массы бортовой сети.

Вентильные генераторы более просты по конструкции, более надежны, имеют меньшую массу, больший срок службы, требуют меньшего ухода в эксплуатации по сравнению с коллекторными генераторами постоянного тока. Замена щеток у коллекторных генераторов производится примерно через 150 ч. Вентильные генераторы не имеют этого недостатка.

Вентильные генераторы с успехом могут применяться в трудных условиях эксплуатации: а) в вакууме, при высокой или низкой влажности; б) в агрессивных средах, в которых быстро разрушаются контактные устройства; в) при высоких частотах вращения, когда коллектор не выдерживает механических усилий, а коммутация плохая; г) при высоких температурах окружающей среды, когда требуется жидкостное охлаждение.

При разработке вентильных генераторов рассматривались многие типы генераторов переменного тока: асинхронные, с внешнезамкнутым и внутризамкнутым (типа сексин) магнитопроводом с аксиальным потоком, индукторные, с радиальным магнитным потоком, с возбудителем переменного тока и вращающимися выпрямителями. Практическое применение нашли вентильные генераторы с радиальным магнитным потоком с вращающимися выпрямителями. Они имеют малую массу, надежное и устойчивое самовозбуждение, высокое быстродействие при изменении нагрузки и частоты вращения.

Выпускаемые вентильные генераторы являются бесконтактными и имеют конструкцию, подобную конструкциям обычных бесконтактных синхронных генераторов с классической магнитной системой (см. рис. 1.4). Конструктивно они отличаются наличием дополнительного выпрямительного блока, собранного на базе диодов В7-200 (на 200 А). Для обеспечения лучшего охлаждения диоды выпрямителя размещаются на заднем щите генератора в специальных радиаторах с максимально развитой поверхностью охлаждения. При воздушном охлаждении они продуваются холодным воздухом, еще не подогретым генератором.

Ряд выпускаемых вентильных генераторов не имеют подвозбудителя. При наличии бортовой сети постоянного тока питание цепи возбуждения возбудителя может осуществляться непосредственно от нее без подвозбудителя.

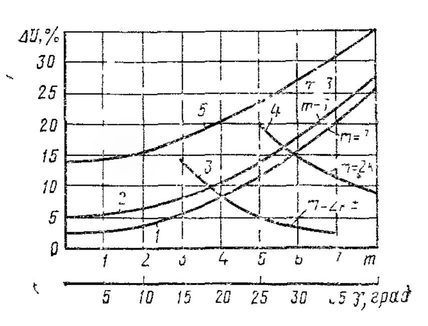


Рис. 3.1. Зависимость амплитуды пульсации выпрямленного напряжения при холостом ходе от числа фаз *m* (*3* — *m* — нечетное; *4* — *m* — четное) и при нагрузке от числа фаз *m* и угла коммутации γ (кривые *1, 2, 5*)

Вентильные генераторы работают, как правило, с переменной частотой вращения и обеспечивают значительные перегрузки по току. Важнейшими требованиями, предъявляемыми к вентильным генераторам, являются: допустимая величина пульсаций выпрямленного напряжения; малая масса и габариты генераторной установки (генератор, регулятор напряжения, фильтр); допустимые перегревы генератора и блока выпрямителя; требуемая перегрузочная способность; высокая надежность; технологичность изготовления; низкая стоимость.

Важнейшим специальным требованием к вентильным генераторам является низкий уровень пульсаций выпрямленного напряжения — не выше 8%. Основные характеристики вентильного генератора — амплитуда и частота пульсаций напряжения, длительность коммутационных процессов в выпрямителе, соотношения между выпрямленными напряжением U_d и током I_d и напряжением и током генератора, величина расчетной мощности генератора и потерь в нем — зависят как от параметров генератора, так и от параметров выпрямителя.

Жесткие требования к уровню пульсаций выпрямленного напряжения находятся в противоречии с требованиями обеспечения малой массы и габаритов генераторов. Оптимальные решения находятся в процессе расчета генераторов.

Как показывают исследования, для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и массы фильтра следует применять генераторы с нечетным и наибольшим практически целесообразным числом фаз (рис. 3.1).

Для уменьшения расчетной мощности генератора целесообразно выбирать двухполупериодные схемы выпрямления, обеспечивающие более благоприятное соотношение между мощностями $P_{\sim}$ на стороне переменного и P_d на стороне выпрямленного тока.

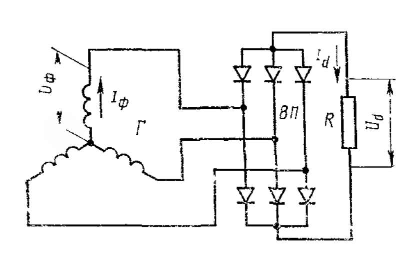


Рис. 3.2. Трехфазная мостовая схема выпрямления:

Г — генератор; *ВП* — выпрямитель; *R* — сопротивление

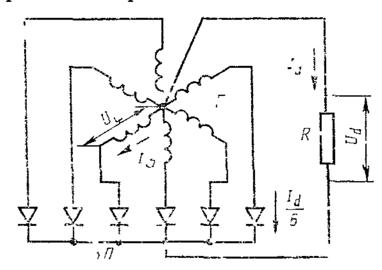


Рис. 3.3. Шестифазная однополупериодная схема выпрямления:

Г — генератор; *ВП* — выпрямитель, *R* — сопротивление

В качестве схем выпрямления находят применение трехфазные мостовые двухполупериодные (схема Ларионова) (рис. 3.2), пятифазные двухполупериодные, шестифазные однополупериодные (рис. 3.3).

Трехфазные двухполупериодные схемы выпрямления нашли наибольшее применение в отечественных вентильных генераторах.

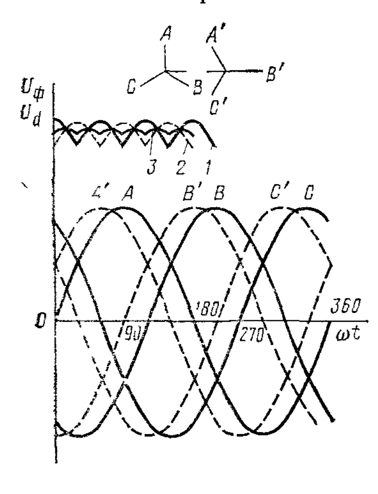


Рис. 3.4. Схема соединения обмоток якоря и кривые фазных напряжений и выпрямленного напряжения генератора с двумя сдвинутыми по фазе на 30 эл. град. обмотками якоря:

1 — пульсации от звезды напряжений *ABC*; *2* — пульсации от звезды напряжений *A'B'C'*; *3* — результирующая кривая пульсации выпрямленного напряжения

Конструкция трехфазного генератора достаточно проста и хорошо отработана. Схема выпрямления также проста. В трехфазных мостовых схемах имеется наиболее благоприятное соотношение между выпрямленной мощностью P_d и мощностью $P_{\sim}$ генератора (теоретически $P_{\sim} = 1{,}045\, P_d$), в результате чего генератор получается легким. Трехфазная мостовая схема выпрямления обеспечивает относительно небольшие пульсации выпрямленного напряжения.

Если предъявляются повышенные требования к пульсациям напряжения, то применяют генераторы с двумя трехфазными обмотками якоря, соединенными параллельно, но со сдвигом, равным 30 эл. град. (рис. 3.4). Лучшие результаты дает выполнение обмотки якоря с разделенной нейтралью. Получается двухполупериодная шестифазная схема выпрямления с неравномерным углом между фазными напряжениями. При таком соединении обмоток

якоря в результате сдвига фаз возрастает постоянная составляющая выпрямленного напряжения и заметно уменьшаются пульсации напряжения (рис. 3.4). Величина пульсаций не превышает 12%. При этом использование генератора не ухудшается.

Известны разработки вентильных генераторов мощностью до 12 кВт в пятифазном исполнении. Применение пятифазной двухполупериодной схемы выпрямления позволяет значительно уменьшить пульсации выпрямленного напряжения, однако при этом значительно усложняется конструкция генератора и увеличивается число диодов в выпрямительном блоке.

Шестифазная однополупериодная схема выпрямления, как уже указывалось в гл. 2 (см. § 2.8), применяется в случае генераторов небольшой мощности, как, например, возбудителей в генераторах с вращающимися выпрямителями, в специальных схемах преобразователей.

Генераторы, работающие на нагрузку через выпрямители, имеют ряд особенностей в рабочем процессе, а следовательно, и в методике электромагнитного расчета.

§ 3.2. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ВЫПРЯМЛЕННУЮ НАГРУЗКУ

Особенностью работы синхронного генератора на выпрямленную нагрузку являются непрерывные повторяющиеся несимметричные переходные процессы, вследствие которых синхронный генератор находится в некотором квазиустановившемся режиме.

Непрерывно повторяющиеся короткие замыкания двух фаз во время коммутации чередуются с несимметричной нагрузкой в межкоммутационном интервале. При этом величина напряжения на зажимах генератора не остается неизменной.

Нелинейная нагрузка синхронного генератора — выпрямленная нагрузка приводит к несинусоидальному характеру напряжений и токов якоря. Несинусоидальный ток фаз генератора приводит к специфическому проявлению реакции якоря. В связи с этим увеличивается расчетная электромагнитная мощность вентильного генератора по сравнению с расчетной мощностью синхронных генераторов. Временны́е высшие гармоники тока якоря вызывают появление добавочных потерь в роторе и статоре.

Величина пульсаций выпрямленного напряжения ΔU и соотношения между выпрямленными и переменными токами и напряжениями, величина расчетной мощности генератора P' и величина потерь зависят от числа фаз генератора m, выбранной схемы выпрямления, параметров генератора, нагрузки генератора.

Для идеальных условий, когда коммутация вентилей полагается происходящей мгновенно и падение напряжения на вентиле считается равным нулю $\Delta U_д=0$, и режима холостого хода (ток нагрузки мал) для многофазных двухполупериодных простых схем известны следующие полученные теоретически соотношения.

Для коэффициента схемы

$$k_{сх}=U_{d0макс}/U_{ф0макс}=2\cos\psi=2\cos(\pi/2m), \qquad (3.1)$$

где $U_{d0\,макс}$ — максимальное выпрямленное напряжение (амплитудное значение пульсирующего напряжения); $U_{ф0\,макс}$ — максимум фазного напряжения; $\psi=\pi/2m$ — угол схемы, определяющий сдвиг $U_{d_0 макс}$ относительно амплитуды ближайшего фазного напряжения $U_{ф0\,макс}$ (рис. 3.5).

В двухтактных простых схемах с четным числом фаз $m=2n$ максимум выпрямленного напряжения совпадает по времени с

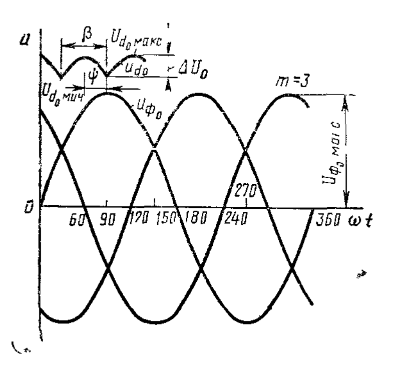


Рис. 3.5. Кривые фазных напряжений трехфазного генератора и пульсаций выпрямленного напряжения в режиме холостого хода

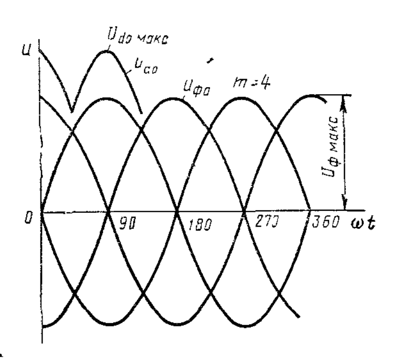


Рис. 3.6. Кривые фазных напряжений четырехфазного генератора и пульсаций выпрямленного напряжения в режиме холостого хода

максимумом фазного напряжения (рис. 3.6). Поэтому в таких схемах $k_{сх}=2$, $\psi=0$ и не зависят от числа фаз. Угол $\beta=2\pi/m$.

В двухтактных простых схемах с нечетным числом фаз $m=2n\pm1$ угол схемы $\psi=\beta/2=\pi/2m$, где $\beta=2\pi/2m=\pi/m$ — угол пульсаций (см. рис. 3.5).

Для постоянной составляющей выпрямленного напряжения при холостом ходе

$$U_{d0}=\frac{m_2}{2\pi}\int_{-\beta/2}^{+\beta/2}u_{d0}(\omega t)\,d\omega t=\frac{m_2}{2\pi}\int_{-\beta/2}^{+\beta/2}k_{сх}U_{ф0макс}\cos\omega t dt=$$

$$=k_{сх}U_{ф0}\frac{m_2\sqrt{2}}{\pi}\sin\frac{\pi}{m_2}=k_{сх}k_{в}U_{ф0}, \qquad (3.2)$$

где $U_{ф0}$ — фазное напряжение (действующее значение) при холостом ходе; $m_2=2m$ — периодичность пульсаций выпрямленного напряжения для $m=2n\pm1$; $m_2=m$ — периодичность пульсаций в схемах выпрямления с четным числом фаз; $k_в=(m_2\sqrt{2}/\pi)\sin(\pi/m_2)=$ $=(2m\sqrt{2}/\pi)\sin(\pi/2m)$ — коэффициент выпрямления для $m=$ $=2n\pm1$; $k_в=(m\sqrt{2}/\pi)\sin(\pi/m)$ — в схемах выпрямления с четным числом фаз.

Для трехфазной мостовой схемы выпрямления

$$U_{d0}=2{,}34\,U_{ф0}=1{,}35U_{л0}, \qquad (3.3)$$

где $U_{л0}$ — линейное напряжение при холостом ходе.

Для действующего значения выпрямленного напряжения при холостом ходе

$$U_{d0э}=\sqrt{\frac{m_2}{2\pi}\int\limits_{-\beta/2}^{+\beta/2}u_d^2(\omega t)\,d\omega t}=k_{сх}U_{ф0}\sqrt{\frac{m_2}{\pi}\int\limits_{-\beta/2}^{+\beta/2}\cos^2\omega t\,d\omega t}=$$

$$=k_{сх}U_{ф0}\sqrt{1+\frac{m_2}{2\pi}\sin\frac{2\pi}{m_2}}=k_{сх}k_{в.э}U_{ф0}, \qquad (3.4)$$

Рис. 3.7. Кривая выпрямленного напряжения

где $k_{в.э}=\sqrt{1+\frac{m_2}{2\pi}\sin\frac{2\pi}{m_2}}=\sqrt{1+\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}}$ — коэффициент эффективности.

Для оценки пульсаций выпрямленного напряжения (рис. 3.7):

а) для нечетного числа фаз ($m=2n+1$, $m_2=2m$)

$$\Delta U^{*}=\frac{\Delta U}{U_{d0}}\,100=\frac{U_{d0макс}-U_{d0мин}}{k_{сх}k_{в}U_{ф0}}\,100=\frac{\pi}{2m}\,\frac{(1-\cos\pi/2m)}{\sin(\pi/2m)}\,100; \qquad (3.5)$$

б) для четного числа фаз ($m=2n$, $m_2=m$)

$$\Delta U^{*}=\frac{\Delta U}{U_{d0}}\,100=\frac{U_{d0макс}-U_{d0мин}}{k_{сх}k_{в}U_{ф0}}\,100=\frac{\pi}{m}\,\frac{(1-\cos\pi/m)}{\sin\pi/m}\,100. \qquad (3.5а)$$

Таким образом, для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения ΔU^* следует применять схемы выпрямления с нечетным числом фаз $m=2n\pm1$ (см. рис. 3.1).

При работе выпрямителей под нагрузкой на выпрямленное напряжение существенное влияние оказывают индуктивность источника питания, активного сопротивления, внутреннего сопротивления вентилей, а также эквивалентного падения напряжения в индуктивности на стороне выпрямленного тока. С возрастанием нагрузки изменяются соотношения между величинами токов на выходе и

токов в обмотках машины, а также соотношения между величинами напряжения на входе и выходе выпрямляющего устройства, что объясняется искажением формы токов и напряжений. Так, в режимах, близких к холостому ходу, форма фазного и линейного напряжений искажается мало и приближается к синусоиде, а кривые фазного тока имеют большие искажения. По мере увеличения нагрузки характер постепенно изменяется — кривые напряжений искажаются больше, а высшие гармоники в кривых фазного напряжения уменьшаются. В режиме короткого замыкания токи, проте-

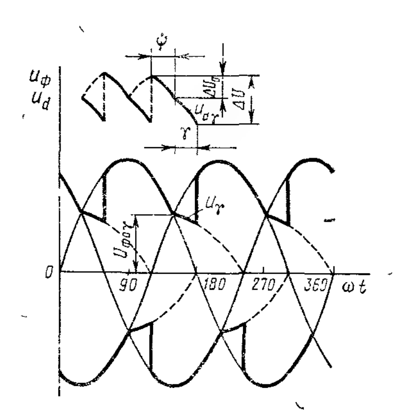


Рис. 3.8. Теоретические кривые фазных напряжений и пульсаций выпрямленного напряжения при нагрузке

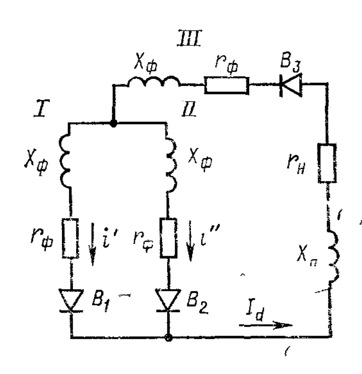


Рис. 3.9. Электрическая схема замещения коммутируемой секции двухполупериодной трехфазной системы выпрямления: $r_ф$ и $X_ф$ — активное и индуктивное сопротивления обмоток якоря; $r_н$ и $X_н$ — активное и индуктивное сопротивления нагрузки; *I, II, III* — фазы

кающие в фазных обмотках машины, имеют почти синусоидальный характер, в то время как кривые фазного и линейного напряжений сильно искажаются. Исследования формы кривых показывают, что в режимах, близких к номинальным, кривые фазных токов и напряжений содержат пятую гармоническую величину порядка 10—20% и седьмую гармоническую порядка 7—14%.

При нагрузке вследствие накопленной в индуктивностях электромагнитной энергии ток закрывающегося вентиля исчезает медленно, а ток вступающего в работу вентиля постепенно нарастает до установившейся величины. В период коммутации коммутирующие фазы с соответствующими вентилями работают одновременно и параллельно, причем ток одного вентиля уменьшается, а ток другого нарастает. Длительность коммутации нагруженного выпрямителя, выраженную в электрических градусах, называют углом коммутации γ. Величина γ определяется электромагнитной энергией, запасенной к моменту коммутации в коммутирующей систе-

ме, и параметрами нагрузки. Выпрямленное напряжение в период коммутации не изменяется по огибающей фазных или линейных напряжений как в режиме холостого хода. В нагруженном выпрямителе кривая выпрямленного напряжения имеет сложную форму (рис. 3.8), что определяется характером падения напряжения в различных его элементах.

Выпрямленное напряжение в режиме коммутации определяется одновременной и параллельной работой в простейшем случае двух вентилей и двух фаз источника питания. Двухполупериодную выпрямительную схему в режиме коммутации можно представить упрощенной эквивалентной схемой замещения (рис. 3.9). При коммутации фаз I и II вентиль B_1 закрывается, а B_2 — вступает в работу. Изменение токов в фазах ведет к появлению в фазах ЭДС, которые препятствуют изменению токов. Мгновенные значения фазных напряжений относительно оси, проходящей через точку, соответствующую минимуму кривой выпрямленного напряжения холостого хода U_{d0} (см. рис. 3.5), равняются

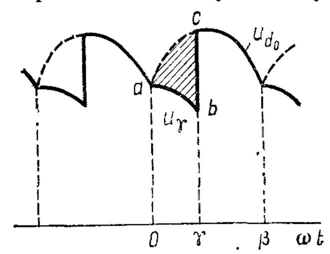


Рис. 3.10. Схема для подсчета выпрямленного напряжения при нагрузке

$$\left.\begin{aligned} u'_{\text{ф}} &= k_{\text{сх}}\sqrt{2}U_{\text{ф}0}\cos(\omega t+\pi/m)-X_{\text{ф}}di'/dt; \\ u''_{\text{ф}} &= k_{\text{сх}}\sqrt{2}U_{\text{ф}0}\cos(\omega t-\pi/m)-X_{\text{ф}}di''/dt. \end{aligned}\right\} \quad (3.6)$$

При параллельной работе вентилей с эквипотенциальными катодами должно выполняться равенство $u'_{\text{ф}}=u''_{\text{ф}}=u_\gamma$, где u_γ — напряжение по времени коммутации.

Учитывая, что $I_d=i'+i''=\text{const}$ для режима непрерывного тока, получаем

$$u_\gamma=k_{\text{сх}}\sqrt{2}U_{\text{ф}0}\cos(\pi/m)\cos\omega t=U_{\text{ф}0\gamma}\cos\omega t. \quad (3.7)$$

Следовательно, в период коммутации напряжение коммутирующих фаз u_γ изменяется по косинусоиде, амплитуда которой равна значению напряжений в точке пересечения фазных напряжений (рис. 3.10).

При достаточно больших токах нагрузки коммутация может быть настолько продолжительной, что в кривой выпрямленного напряжения исчезнут участки, относящиеся к огибающей u_{d0} в режиме холостого хода. Поэтому возможен случай, когда два коммутирующих вентиля будут работать в момент входа в коммутацию третьего вентиля. Значения угла коммутации, при которых из кривой выпрямленного напряжения исчезают участки кривой u_{d0}, называется критическим углом коммутации $\gamma_{\text{кр}}$.

Для выпрямленного напряжения в двухполупериодной схеме имеем:

а) при $\gamma < \beta/2 = \pi/m$

$$u_{d\gamma} = u_\gamma + U_{ф0макс} \cos \omega t = U_{ф0макс} \cos \omega t (\cos \pi/m + 1);$$

б) при $\gamma > \gamma_{кр}$

$$u_{d\gamma} = U_{ф0макс} \cos (\pi/m) \cos \omega t + U_{ф0макс} \cos (\pi/m) \cos (\omega t - \beta/2) =$$
$$= 2U_{ф0макс} \cos (\pi/m) \cos (\pi/2m) \cos (\omega t - \pi/2m). \qquad (3.8)$$

Момент времени $t=0$ соответствует началу коммутации в первой паре вентилей.

Величина пульсаций выпрямленного напряжения зависит от угла коммутации γ. Если пренебречь снижением фазного напряжения и падением напряжения в вентилях, то для нечетного числа фаз ($m=2n\pm1$)

$$\Delta U^* = \frac{\Delta U}{U_{d0}} 100 = \frac{\sqrt{2} U_{ф0} 2 \cos \psi (1 - \cos \gamma \cos \psi) 100}{2 \cos \psi (\sqrt{2} m/\pi) \sin \psi U_{ф0}} =$$
$$= \frac{\pi}{2m} \frac{1 - \cos (\pi/2m) \cos \gamma}{\sin (\pi/2m)} 100, \qquad (3.9)$$

так как (см. рис. 3.8)

$$\Delta U = U_{d\,макс} - U_{d\,мин} = \sqrt{2} U_{ф0} 2 \cos \psi (1 - \cos \gamma \cos \psi).$$

Расчетные кривые зависимости пульсаций выпрямленного напряжения в функции угла коммутации приведены выше, на рис. 3.1.

Вследствие коммутационных процессов при нагрузке происходит снижение выпрямленного напряжения. Величина падения выпрямленного напряжения зависит от величины параметров коммутируемой фазы: эквивалентного индуктивного сопротивления фазы при коммутации $X_к$, активного сопротивления фазы $r_а$, падения напряжения в вентилях.

Коммутационный процесс эквивалентен двухфазному короткому замыканию. Так как генераторы имеют мощную демпферную систему, то индуктивные сопротивления $X_к$ при двухфазном коротком замыкании определяются выражениями [10]:

а) для трехфазного генератора

$$X_к = 1{,}15 (X''_d + X_2)/2; \qquad (3.10)$$

б) для пятифазного генератора

$$X_к = (2/5) (X''_d + X_2) \sin^2 (\pi/5), \qquad (3.11)$$

где X_d'' — сверхпереходное индуктивное сопротивление генератора по продольной оси; X_2 — индуктивное сопротивление обратной последовательности.

Если в первом приближении пренебречь активным сопротивлением фаз генератора и падением напряжения в вентилях, то наблюдаемое снижение выпрямленного напряжения следует отнести за счет индуктивного сопротивления коммутации $X_к$. Снижение

постоянной составляющей выпрямленного напряжения определяется участком контура abc на кривой выпрямленного напряжения (см. рис. 3.10). Постоянная составляющая выпрямленного напряжения под нагрузкой

$$U_{d\gamma}=\frac{m_2}{2\pi}\left[\int_0^{\gamma}u_{\gamma}d\omega t+\int_{\gamma}^{\beta}u_{d0}d\omega t\right]. \tag{3.12}$$

После преобразований получаем

$$U_{d\gamma}=k_{\text{сх}}k_{\text{в}}U_{\text{ф}0}(1+\cos\gamma)/2=U_{d0}(1+\cos\gamma)/2. \tag{3.13}$$

Уменьшение выпрямленного напряжения вследствие индуктивного падения напряжения коммутации можно выразить коэффициентом коммутации

$$k_{\gamma}=U_{d\gamma}/U_{d0}=(1+\cos\gamma)/2. \tag{3.14}$$

Аналогичным образом можно получить выражение коэффициента коммутации для действующего значения выпрямленного напряжения

$$k_{\gamma\text{э}}=\frac{U_{d\text{э}}}{U_{d0\text{э}}}=\sqrt{\left(\frac{1}{k_{\text{в.э}}}\right)^2+\frac{\pi}{8m_2}\left(\frac{k_{\text{в}}}{k_{\text{в.э}}}\right)\left(4\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m_2}\cos^2\gamma+\sin 2\gamma-2\gamma\right)}. \tag{3.15}$$

Оба коэффициента меньше единицы и уменьшаются с ростом нагрузки. Коэффициент k_{γ} не зависит от m_2, но зависит от угла γ. Зависимость коэффициента k_{γ} от угла коммутации γ приведена на рис. 3.11. Обычно $U_{d0}=(1{,}15\div1{,}30)\,U_{d\gamma}$.

Влияние активного сопротивления фаз генератора проявляется в снижении мгновенных значений выпрямленного напряжения на участках $0<\omega t<\gamma$ и $\gamma<\omega t\leqslant\beta$ (см. рис. 3.10). Кроме того, имеется внутреннее падение напряжения на вентилях. С учетом этих двух факторов величина выпрямленного напряжения

$$U_{d\gamma}=U_{d0}\frac{1+\cos\gamma}{2}-\left(2I_dr_a-\frac{m}{2\pi}I_dr_a\gamma\right)-2\Delta U_{\text{д}}, \tag{3.16}$$

где $\Delta U_{\text{д}}$ — падение напряжения на диоде.

На практике отношение $2\Delta U_{\text{д}}/U_d=0{,}05\div0{,}06$. Падение напряжения на активном сопротивлении $I_dr_a/U_d=0{,}05\div0{,}10$ для трехфазных генераторов, $I_dr_a/U_d=0{,}03\div0{,}05$ для пятифазных генераторов.

Величина угла коммутации γ является функцией тока нагрузки, параметров генератора и цепи выпрямления

$$\gamma=\arccos\left(1-\frac{m_2}{2\pi}\frac{X_{\text{к}}i_d^0}{U_{d0}}\right), \tag{3.17}$$

где i_d^0 — значение выпрямленного напряжения в момент начала естественной коммутации в режиме холостого хода.

Если положить $i_d^0 \approx I_d$, то для $\gamma < \beta$ получим:

а) при активной нагрузке ($X_н=0$, $\varphi_н=0$)

$$\gamma = \sqrt{2X_к I_{d'} [\mathrm{tg}(\pi/m_2) U_{d0}]}; \quad (3.18)$$

б) при индуктивной нагрузке

$$\gamma = \sqrt{2X_н m_2 I_d/(\pi U_{d0})}, \quad (3.19)$$

где $m_2=2m$ — для нечетного числа фаз.

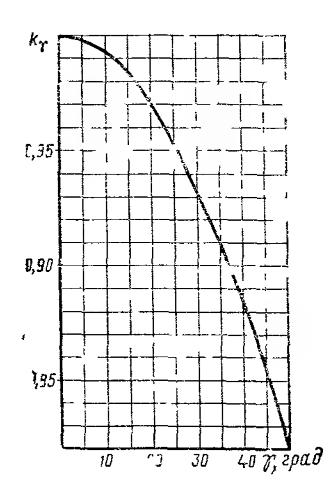


Рис 3.11 Зависимость коэффициента k_γ от угла γ

Угол коммутации γ возрастает с увеличением нагрузки и частоты. Как показывают эксперименты, при мощности вентильных генераторов в диапазоне 9—24 кВт угол коммутации возрастает в 1,4—1,5 раза при увеличении нагрузки от 25 до 100% от номинальной и в 1,5—1,6 раза при увеличении нагрузки и частоты от 400 до 900 Гц.

При номинальной нагрузке для трехфазной мостовой схемы $\gamma=35\div40°$, для пятифазных $\gamma \leqslant 30°$.

Для случая идеальной коммутации справедливы следующие выражения для подсчета выпрямленного и переменного токов.

Постоянная составляющая выпрямленного тока

$$I_d=(2m/\pi) I_{ф.макс} \sin(\pi/2m), \quad (3.20)$$

где $I_{ф\,макс}$ — максимальное значение переменного тока (амплитудное)

Действующее значение фазного тока

$$I_ф = I_{ф.макс} \sqrt{(1/\pi)[\pi/m + \sin(\pi/m)]}. \quad (3.21)$$

Действующее значение выпрямленного тока

$$I_{dэ} = I_{ф\,макс} \sqrt{(m/\pi)[\pi/m + \sin(\pi/m)]}. \quad (3.22)$$

Соотношение между постоянной составляющей выпрямленного тока I_d и действующим значением фазного тока $I_ф$

$$\frac{I_d}{I_ф} = \frac{2m}{\pi} \frac{\sin(\pi/2m)}{\sqrt{(1/\pi)[\pi/m + \sin(\pi/m)]}}. \quad (3.23)$$

Для трехфазной мостовой схемы выпрямления

$$I_ф = 0{,}815\, I_d. \quad (3.23а)$$

Соотношение между действующим фазным током $I_ф$ и действующим значением выпрямленного тока $I_{dэ}$

$$I_ф/I_{dэ}=1\sqrt{m}. \qquad (3.24)$$

Так как практически коммутация тока в выпрямляющем устройстве не является мгновенной, а занимает определенное время, которому соответствует угол коммутации γ, то кривая фазного тока значительно отличается от теоретической (рис. 3.12). Увеличение продолжительности работы каждой фазы вызывает уменьшение действующего значения тока в обмотке якоря генератора по сравнению с током, протекающим в фазах без учета коммутации,

$$I_ф=I_d(\sqrt{2/m})(\sqrt{1-0{,}0425m\gamma}), \qquad (3.25)$$

или более уточненное значение

$$I_ф=I_d\sqrt{2/m-\gamma/3\pi}. \qquad (3.26)$$

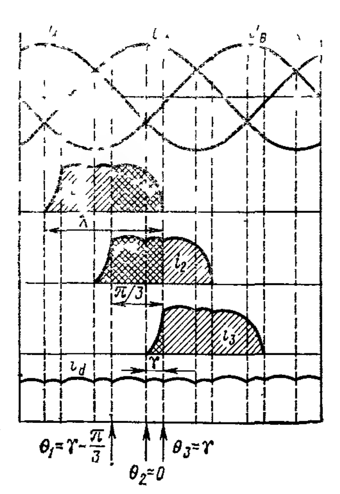


Рис. 3.12. Кривые фазных и выпрямленных токов при трехфазной мостовой схеме выпрямления

При номинальной нагрузке генератора действующее значение тока в фазе в результате влияния индуктивного сопротивления генератора может уменьшиться в общей сложности на 15—20% по сравнению с током в фазе при отсутствии коммутации.

Полученные аналитические выражения, устанавливающие связь между токами и напряжениями, выпрямленными и на стороне переменного, позволяют получить выражения для мощности на стороне переменного тока $P_\sim$, и для расчетной электромагнитной мощности P' генератора

$$P_\sim=mU_фI_ф, \qquad (3.27)$$

$$P'=k_Ek_пP_\sim=k_Ek_пmU_фI_ф, \qquad (3.28)$$

где k_E — коэффициент, учитывающий падение напряжения в генераторе; $k_п$ — коэффициент, учитывающий дополнительные потери от высших гармонических поля, появляющихся вследствие несинусоидальной формы кривой фазного тока; $U_ф=(U_d+2\Delta U_д)/ /(k_1k_{сх}k_в)$ — расчетная величина фазного напряжения; $\Delta U_д$ — падение напряжения на диоде; $I_ф$ — расчетная величина фазного тока, определяемая согласно выражениям (3.25) или (3.26).

Мощность на стороне переменного тока $P_\sim$ значительно отличается от мощности первичной стороны схемы выпрямления, подсчитанной для идеальных условий коммутации. Формула (3.27) учитывает. а) уменьшение выпрямленного напряжения при коммутации

тока; б) уменьшение выпрямленного напряжения из-за падения напряжения в вентилях; в) уменьшения фазного тока по сравнению с током при идеальной коммутации.

В частности, для трехфазной мостовой схемы выпрямления действительные значения $P_{\sim}$ могут быть на 20—30% выше теоретического

$$P_{\sim}=1{,}05\,P_d=1{,}05\,U_d I_d. \qquad (3.29)$$

При подсчете расчетной мощности P' необходимо еще учитывать внутреннее падение напряжения в генераторе и дополнительные потери от высших гармонических фазных токов.

Точность подсчетов в значительной мере зависит от точности определения угла коммутации γ. Величина угла коммутации зависит от величины тока I_d и от величины индуктивного сопротивления коммутации $X_к$ [см. (3.10) и (3.11)]. Так как значение X_d'' близко к X_2, то

$$X_к \approx X_d''. \qquad (3.30)$$

Для генераторов с демпферной клеткой справедливо соотношение

$$X_к=1{,}8\,X_s. \qquad (3.31)$$

Экспериментальные исследования показывают, что сопротивление $X_к$ с достаточной степенью точности совпадает со сверхпереходным сопротивлением генератора по продольной оси.

Такие соотношения между $X_к$ и X_d'' указывают на то, что при коммутации имеются переходные процессы в генераторе с постоянной времени, соответствующей сверхпереходному режиму. Определенные расчетным путем или экспериментально сверхпереходные индуктивные сопротивления позволяют произвести расчет коммутационного процесса. Для уменьшения угла коммутации γ в генераторах предусматривается мощная демпферная клетка, а индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря устанавливается минимальным.

При использовании экспериментальных данных для определения расчетной мощности генератора удобно соотношение между выпрямленными и переменными напряжениями и токами выразить через коэффициенты преобразования напряжений и тока:

$$k_{uф}=U_ф/U_d,\quad k_{uл}=U_л/U_d,\quad k_I=I_ф/I_d.$$

На рис. 3.13 приведены экспериментальные кривые коэффициентов преобразования напряжения и тока в функции угла коммутации γ для генераторов мощностью 12 кВт с различным числом фаз и схемами выпрямления. Значения опытных коэффициентов $k_{uф}$, $k_{uл}$, k_I в функции тока нагрузки для генератора мощностью 24 кВт приведены на рис. 3.14. Для сравнения приведены также расчетные теоретические кривые.

Из рассмотрения опытных кривых следует, что значения $k_{uф}$ возрастают с увеличением угла коммутации (см. рис. 3.12) и тока

нагрузки (рис. 3.14). Для генератора мощностью 24 кВт увеличение коэффициента $k_{иф}$ при изменении тока I_d от нуля до номинального значения возрастает примерно в 1,4 раза (рис. 3.14). В режиме холостого хода значения $k_{иф}$ близки к теоретическим $k_{иф}=0{,}427$.

Значения коэффициента $k_{ил}=U_л/U_d$ также возрастают с увеличением тока нагрузки I_d. Однако это увеличение коэффициента $k_{ил}$ значительно меньше увеличения коэффициента $k_{иф}$ — оно составляет примерно 10% от значения его при холостом ходе

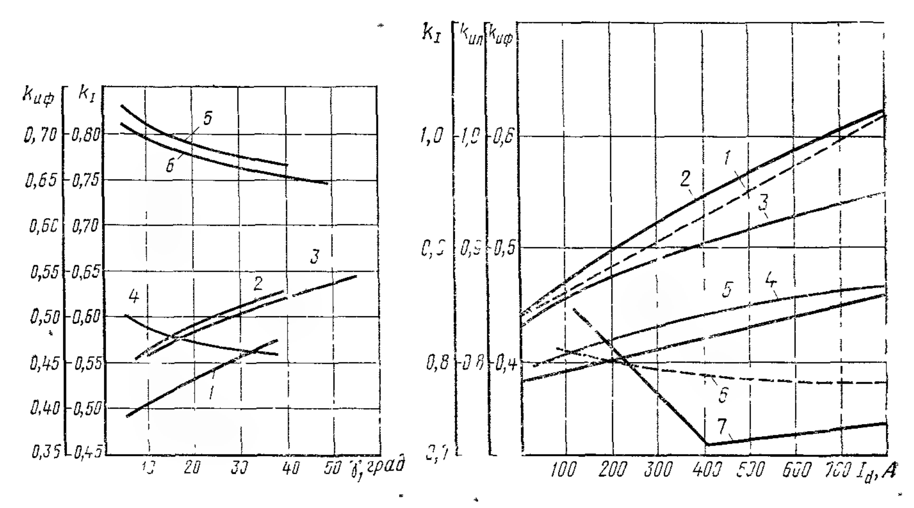


Рис. 3.13. Экспериментальные коэффициенты преобразования напряжения $k_{иф}$ и тока k_I в функции угла коммутации γ:

1, 2, 3 — для $k_{иф}$; 4, 5, 6 — для k_I соответственно для пятифазного, шестифазного (две трехфазных обмотки со сдвигом по фазе в 30°) и трехфазного генератора с мостовыми схемами (согласно данным Айзенштейна)

Рис. 3.14. Опытные значения коэффициентов $k_{иф}$, $k_{ил}$ и k_I для генератора мощностью 24 кВт в функции тока нагрузки I_d при $U_d=28{,}5$ В = const:

1 — $k_{иф}=U_ф/U_d$ — расчетная; 2 — $k_{иф}=U_ф/U_d$ — $n=7000$ об/мин; 3 — $k_{иф}=U_ф/U_d$ — $n=5000$ об/мин; 4 — $k_{ил}=U_л/U_d$ — $n=7000$ об/мин; 5 — $k_{ил}=U_ф/U_d$ — $n=5000$ об/мин; 6 — $k_I=I_ф/I_d$ — расчетная; $k_I=\sqrt{2/m}\cdot\sqrt{1-0{,}042\gamma m}$; 7 — $k_I=I_ф/I_d$ — экспериментальная

(рис. 3.14). Это объясняется тем, что в кривых линейного напряжения отсутствует третья гармоническая.

Опытные коэффициенты $k_{иф}$ и $k_{ил}$ автоматически учитывают падение напряжения в вентилях, так как напряжение U_d измеряется после выпрямителя, а напряжения $U_ф$ и $U_л$ — до выпрямителя.

Коэффициенты тока $k_I=I_ф/I_d$ уменьшаются с ростом нагрузки. При номинальной нагрузке коэффициент k_I примерно в 1,1 раза меньше теоретического ($k_{I\,теор}=0{,}82$). Лучшее совпадение опытной кривой с теоретической получается при подсчете k_I по формуле (3.26). Расхождение между расчетной кривой и опытной объясняется более сложным действительным процессом коммутации, чем принятым в выводе расчетных выражений.

Имея опытные значения коэффициентов $k_{u\text{ф}}$, $k_{u\text{л}}$ и k_I, можно определить расчетную мощность генератора на стороне переменного тока:

а) по фазному напряжению

$$P' = k_E k_{\text{п}} 3 P_{\text{ф}} = k_E k_{\text{п}} k_{u\text{ф}} k_I P_d; \qquad (3.32)$$

б) по линейному напряжению

$$P' = k_E k_{\text{п}} 3 P_{\text{ф}} = k_E k_{\text{п}} 3 (k_{u\text{л}} k_I / \sqrt{3}) P_d. \qquad (3.33)$$

Как показывают эксперименты, при одинаковой мощности на стороне постоянного тока расчетная мощность, определенная по линейному напряжению для генератора мощностью 24 кВт, составляет 0,807 от мощности генератора, рассчитанного по фазному напряжению, так как при работе выпрямительного устройства напряжение U_d обусловливается разностью фазных напряжений, т. е. линейным напряжением, которое не содержит третьей гармонической. При определении расчетной мощности генератора на практике берется усредненное значение коэффициента преобразования по мощности

$$P' = k_E k_{\text{п}} \cdot 1{,}2 P_d. \qquad (3.34)$$

Как уже отмечалось, важнейшим требованием, предъявляемым к вентильным генераторам, является малая величина пульсаций выпрямленного напряжения (для авиационных генераторов по нормам $\Delta U^* \leqslant 8\%$). Уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и улучшения качества выходной энергии можно достичь путем выбора соответствующих параметров генератора.

1. Генераторы должны иметь мощную демпферную клетку и малые значения индуктивного сопротивления рассеяния X_s, чтобы обеспечить малые значения X_d''. Наличие демпферной клетки, как показывают эксперименты, почти в два раза уменьшает величину пульсаций выпрямленного напряжения при номинальной нагрузке. В этом отношении идеальными являются асинхронные генераторы, хотя по другим параметрам они уступают синхронным с радиальными полюсами.

2. Число витков в фазе $w_{\text{ф}}$ должно быть небольшим. С уменьшением $w_{\text{ф}}$ уменьшаются значения X_s, X_d'', угол коммутации γ и величина пульсаций напряжения ΔU, всплески напряжения при коммутации тока. Однако уменьшение $w_{\text{ф}}$ предопределяет увеличение магнитного потока и размеров магнитной цепи.

3. Вентильные генераторы должны быть многополюсными ($2p \geqslant 8$). С увеличением числа полюсов уменьшаются величина МДС по продольной оси F_{ad}, ΔU, а также всплески напряжения при коммутации тока.

Выбор большого числа полюсов ограничивается двумя факторами: а) возможностью выполнения магнитной цепи с большим числом полюсов; б) допустимой частотой тока с точки зрения надежной работы диодов в схеме выпрямления; не следует выбирать

$f > 1000$ Гц; оптимальная частота тока для рассматриваемых генераторов находится в пределах $f_{опт} = 500 \div 900$ Гц.

4. Падение напряжения на диоде должно быть небольшим $\Delta U_д < 0{,}5$ В. Большие значения $\Delta U_д$ вызывают большие потери в блоке выпрямителей, перегрев их и усложнение системы охлаждения. Значительные потери в блоке выпрямителей являются ограничивающим фактором в разработке вентильных генераторов повышенной мощности.

§ 3.3. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ВЕНТИЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Важнейшими специфическими вопросами проектирования вентильных генераторов являются: выбор типа генератора и схемы выпрямления; определение расчетной выпрямленной мощности; определение фазного тока и напряжения; определение расчетной мощности генератора; выбор электромагнитных нагрузок и определение основных размеров генератора; проектирование обмотки якоря; учет реакции якоря; расчет индуктивных сопротивлений, в том числе и индуктивных сопротивлений коммутации; построение векторной диаграммы напряжений и подсчет потерь.

Рассмотрим эти особенности расчета. Выбор типа генератора и схемы выпрямления рассмотрен выше. При определении расчетной выпрямленной мощности необходимо учитывать падение напряжения на диодах и питание цепи возбуждения, если генератор с самовозбуждением.

При питании обмотки возбуждения от постороннего источника питания

$$P_d = U'_d I_d, \quad (3.35)$$

где $U'_d = U_d + 2\Delta U_т$.

Если генератор с самовозбуждением

$$P_d = U'_d (I_d + I_в) = U'_d I'_d, \quad (3.36)$$

где $I_в$ — ток возбуждения.

Значения фазного тока и напряжения можно определять с помощью кривых (экспериментальных или расчетных) зависимостей коэффициентов преобразования $k_{uф}$ и k_I от угла коммутации γ (см. рис. 3.13). Угол γ может определяться с помощью выражения

$$\gamma = \arccos [1 - (1{,}5 \div 2{,}0) X''_d]. \quad (3.37)$$

Для генераторов автономных систем электроснабжения согласно техническим требованиям сверхпереходное сопротивление (о. е.)

$$X''_d \leqslant 0{,}18.$$

Значения фазного тока и напряжения

$$I_ф = I'_d k_I, \; U_ф = U'_d k_{uф}.$$

Расчетная мощность генератора на стороне переменного тока

$$P' = k_E k_п U'_d I'_d k_I k_{uф}. \quad (3.38)$$

Величина k_E зависит от расчетной величины ЭДС E_i ($k_E = E_i/U_ф$). В свою очередь, величина E_i зависит от многих параметров: тока нагрузки I_d, параметров коммутирующего контура, угла коммутации γ, сопротивления фазы $r_а$, числа фаз и др. Величину E_i предварительно можно подсчитать по формуле

$$E_i = \sqrt{(U_{ф1} \cos \varphi_1 + r_а I_{ф1})^2 + (U_{ф1} \sin \varphi_1 + X_к I_{ф1})^2}, \quad (3.39)$$

где $U_{ф1}$ и $I_{ф1}$ — первые гармонические $U_ф$ и $I_ф$.

При изменении угла γ от 10 до 30° коэффициенты искажения токов k_{1i} и напряжений k_{1u} изменяются так: $k_{1i} = I_{ф1}/I_ф$ — в пределах 0,97—0,987 при $m=3$ и в пределах 0,861—0,89 при $m=5$; $k_{1u} = U_{ф1}/U_ф$ — 0,995—0,98 при $m=3$; k_{1u} — 0,99—0,975 при $m=5$ в тех же пределах изменения угла γ; коэффициент мощности $\cos \varphi_1 = 0{,}93 \div 0{,}95$ для рассматриваемых схем выпрямления; $r_а = (0{,}05 \div 0{,}07)\, U_{ф1}/I_{ф1}$ — активное сопротивление фазы обмотки; $X_к = (0{,}15 \div 0{,}20)\, U_{ф1}/I_{ф1}$ — индуктивное сопротивление коммутирующего контура.

Как уже отмечалось, коэффициент потерь $k_п = 1{,}02 \div 1{,}03$ учитывает наличие дополнительных потерь от высших гармонических поля, появляющихся вследствие несинусоидальной формы кривой фазного тока.

Коэффициент искажения тока якоря

$$k_{1i} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \, \frac{\sin \gamma/2}{\gamma/2} \sin \frac{\pi}{m} \, \frac{1}{\sqrt{2m - \gamma(3\pi)}}. \quad (3.40)$$

Значения k_I и $k_{uф}$ можно взять по кривым, представленным на рис. 3.13. Так как значения $k_{uф}$ из-за влияния третьей гармонической в фазном напряжении получаются завышенными, то при подсчете P' целесообразно воспользоваться формулой, применяемой при практических расчетах

$$P' = k_E k_п \cdot 1{,}2 U'_d I'_d. \quad (3.41)$$

Основные размеры вентильных генераторов D и l_i определяются с помощью известных формул

$$D = \sqrt[3]{(6{,}1 \cdot 10^7 P')/(\alpha_i k_ф k_0 A B_\delta n \lambda_i)}, \quad (3.42)$$

$$l_i = \lambda_i D. \quad (3.43)$$

Важное значение имеет выбор электромагнитных нагрузок A и B_δ и соотношений между ними. Для получения малых значений $X_к$ [10]

$$X_к = 1{,}15 (X''_d + X_2)/2 \equiv A/B_\delta \quad (3.44)$$

не следует завышать электромагнитные нагрузки. Уменьшение отношения A/B_δ приводит к снижению пульсаций выпрямленного напряжения. Поэтому для вентильных генераторов должно быть выдержано соотношение (А/см/Тл)

$$A/B_\delta \leqslant (0{,}03 \div 0{,}05) \cdot 10^4. \quad (3.45)$$

Дальнейшее снижение A/B_δ приводит к значительному увеличению массы и габаритов генератора. Для генераторов с продувом можно рекомендовать следующие значения электромагнитных нагрузок (табл. 3.1).

Таблица 3.1

Расчетная мощность, кВ·А	Линейная нагрузка, А/см	Индукция в воздушном зазоре, Тл
3—10	180—350	0,7—0,8
10—30	350—400	0,8—0,9

Величина λ_i для рассматриваемых генераторов выбирается в пределах 0,5—0,7. Расчетный коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_i = 0{,}65 \div 0{,}72$.

Воздушный зазор, как уже рассматривалось в гл. 2, оказывает большое влияние на электромагнитные характеристики генераторов. Для рассматриваемых генераторов в целях уменьшения искажения поперечной реакции якоря величина воздушного зазора выбирается из условий:

а) для равномерного зазора

$$\delta/\tau = (0{,}6 \div 0{,}75) \cdot 10^{-4}\ A/B_\delta; \quad (3.46)$$

б) для неравномерного зазора

$$\delta/\tau = (0{,}3 \div 0{,}35) \cdot 10^{-4}\ A/B_\delta. \quad (3.47)$$

Число пар полюсов в вентильных генераторах выбирается значительным.

При большем числе полюсов выпрямленное напряжение возрастет, а МДС реакции якоря, массы фильтра, ярма, лобовых частей обмотки, потери в обмотке якоря и индуктивные сопротивления рассеяния обмотки якоря уменьшаются. С другой стороны, при классической магнитной системе увеличение числа полюсов приводит к увеличению расхода меди на обмотку возбуждения, рассеяния полюсов, потерь в зубцах и спинке якоря, усложнению конструкции и возрастанию стоимости. В диапазоне мощностей 3—30 кВт полюсное деление для генераторов с классической магнитной цепью находится в пределах $35 \leqslant \tau \leqslant 80$ мм. Выбор числа полюсов ограничивается частотными характеристиками кремниевых вентилей ($f \leqslant 1000$ Гц).

При предварительном выборе числа полюсов можно использовать данные табл. 3.2.

Таблица 3.2

D, см	5—10	9—15	12—18	15—18	16—18
$2p$	4	6	8	10	12

Как показывает практика, число полюсов выбирается при $P_н=3\div5$ кВт $2p=4\div6$; при $P_н=5-20$ кВт $2p=8\div12$. При проектировании обмотки якоря вентильных генераторов для уменьшения искажения ЭДС целесообразно выбирать число пазов на полюс и фазу q большим и дробным. Число q выбирается равным от 2,5 до 5,5 для трехфазных, от 2,5—3,5 для пятифазных и от 1 до 3 для шестифазных генераторов с двухмостовой схемой выпрямления.

Выполнение шестифазных генераторов (с двойной трехфазной звездой) возможно и с дробным q. Для этого необходимо выдержать соотношение

$$k360+30°=r\alpha_z, \tag{3.48}$$

где k и r — любые целые положительные числа; α_z — угол между соседними пазами.

Число витков в фазе определяется из условия получения требуемой ЭДС и размещения обмотки в пазах (см. гл. 2, § 2.3). Оптимальное число витков в фазе находится в пределах $w_ф=4\div12$. Применяются петлевые и волновые обмотки с жесткими катушками из проводов прямоугольного сечения. Обычно приходится предусматривать параллельные ветви и провода. Преимущественное применение нашли петлевые обмотки, позволяющие укоротить лобовые части обмотки, что уменьшает активное и индуктивное сопротивления обмотки.

Для уменьшения величины X_σ при значительной линейной нагрузке следует уменьшать глубину паза и применять полуоткрытый паз. Поэтому для вентильных генераторов весьма желательно иметь отношение $h_п/\tau=0{,}1\div0{,}15$ и $h_п/b_п\leqslant1{,}5\div2{,}0$.

Амплитуда МДС реакции якоря вентильного генератора рассчитывается, как и в синхронных машинах, по первой гармонической фазного тока якоря; она подсчитывается по кривой фазного тока, форма которой определяется схемой выпрямления и протеканием коммутационного процесса. Амплитуда МДС реакции якоря на два полюса определяется выражением

$$F_{a1}=\frac{2\sqrt{2}m}{\pi}\,\frac{w_ф k_о}{p}\,I_1=\frac{m}{\pi^2}\,\frac{w_ф k_о}{p}\,\frac{8I_d}{\gamma}\sin\frac{\gamma}{2}\cos\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}\right) \tag{3.49}$$

Спектры гармонических МДС реакции якоря вентильных генераторов при трехфазной мостовой схеме выпрямления и шестифазной (сдвоенной звезде) соответственно равны:

$$\nu=6K\pm 1=1,\ 5,\ 7,\ 11,\ 13,\ 17,\ 19,$$

$$\nu=12K\pm 1=1,\ 11,\ 13,$$

где $K=0,\ 1,\ 2,\ 3$ — числа.

В кривой МДС шестифазного вентильного генератора отсутствует пятая и седьмая гармоническая, что снижает потери в его роторе. Поэтому укорочение шага обмотки можно выбрать из условия ослабления 11-й и 12-й гармонической МДС реакции якоря, т. е. сокращение шага у такой обмотки может быть равным

$$(\nu-1)/\nu=12/13 \text{ или } 11/12.$$

Коэффициент распределения такой обмотки

$$k_{\mathrm{p}\nu}=\sin\,[\nu\pi/(2\cdot 6)]/\{q\sin\,[\nu\pi/(2\cdot 6q)]\}. \tag{3.50}$$

Индуктивные сопротивления вентильных генераторов можно подсчитать известными методами (см. гл. 2). В ряде случаев целесообразно эти сопротивления подсчитывать по формулам в параметрической форме (Ом):

$$X_{ad}=[4mf\mu_0\tau l_i/(\pi k_\delta k_{\mu d}\delta)]\,(w_\text{ф}^2 k_\text{о}^2/p)\,k_{ad}, \tag{3.51}$$

$$X_{aq}=[4mf\mu_0\tau l_i/(\pi k_\delta k_{\mu d}\delta)]\,(w_\text{ф}^2 k_\text{о}^2/p)\,k_{aq}, \tag{3.52}$$

где $\mu_0=0{,}4\pi\cdot 10^{-8}$; $k_{\mu d}$, $k_{\mu q}$ — коэффициенты насыщения магнитной цепи по продольной и поперечной осям; k_{ad} и k_{aq} — коэффициенты формы поля; $k_{ad}=k_d/k_{fr}$, $k_{aq}=k_q/k_{fr}$, $k_{fr}=(4/\pi)\sin\alpha_\text{р}\pi/2$ — относительное значение основной гармонической поля возбуждения при амплитуде поля, равной единице.

Для построения векторной диаграммы напряжения с целью определения МДС возбуждения необходимы следующие данные: расчетная ЭДС, определяемая из формулы:

$$U_d=(\sqrt{2}m/\pi)\,[E_i\sin\,(\pi/m)]\,[\cos\alpha+\cos\,(\gamma+\alpha)]-(m/2\pi)I_d r'\gamma-2I_d r', \tag{3.53}$$

где $\alpha\approx\arcsin(I_d r')/[2\sqrt{2}E_i\sin(\pi/m)]\approx 3$—$6°$ — угол зажигания, т. е. угол упреждения входа вентиля в работу; r' — суммарное сопротивление фазы и вентиля; сопротивление вентиля можно определить как $\Delta U_\text{д}/I_\text{д}$ — при среднем токе вентиля; γ — угол коммутации, рад;

первая гармоническая тока

$$I_1=(8I_d/\pi\gamma)\sin\,(\gamma/2)\cos\,(\pi/2-\pi/m); \tag{3.54}$$

индуктивное сопротивление коммутации

$$X_{к}=1,15(X''_d+X_2)/2;$$

угол коммутации

$$\gamma=2\arcsin\sqrt{I_d X_{к}/[\sqrt{2}E_i 2\sin(\pi/m)]};\qquad(3.55)$$

индуктивные сопротивления X_q и X_{ad}.

Угол сдвига фаз расчетной ЭДС и первой гармонической тока можно принять равным $\varphi_1=\gamma/2$.

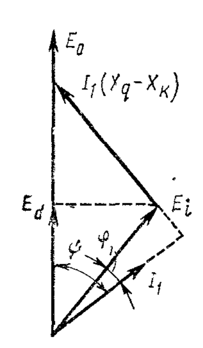


Рис. 3.15. Векторная диаграмма напряжений вентильного генератора

Построение векторной диаграммы напряжения представлено на рис. 3.15. МДС возбуждения определяется описанными выше методами.

Подсчет дополнительных потерь представляет большие трудности. Поэтому учет дополнительных потерь, как уже отмечалось, производится с помощью коэффициента потерь $k_п$. После окончательного расчета производится оценка пульсаций выпрямленного напряжения. Для этого определяется отношение величины пульсации выпрямленного напряжения ΔU к его среднему значению. Используя выражения (3.9) и (3.14), можно получить

$$\Delta U^{*}=\frac{\Delta U}{U_{d\gamma}k_{ud}}=\frac{\pi}{k_{\gamma}k_{ud}2m}\,\frac{1-\cos(\pi/2m)\cos\gamma}{\sin(\pi/2m)}\,100,\qquad(3.56)$$

где k_{ud} — коэффициент, учитывающий снижение напряжения U_d под нагрузкой; величина $k_{ud}=1,15\div1,20$.

ГЛАВА 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ МАШИН

В последние годы в автономных системах электрооборудования находят применение асинхронные машины, работающие в двигательном и генераторном режимах. Асинхронный генератор трехфазного тока с обмоткой ротора, выполненный в виде беличьей клетки, имеет ряд преимуществ: он прост по конструкции, не имеет скользящих контактов, обладает высокой надежностью. Высокая механическая прочность ротора позволяет использовать генератор при больших частотах вращения. Расход мощности на регулирование напряжения при использовании метода подмагничивания спинки якоря мал (в 5—10 раз меньше, чем у магнитоэлектрических генераторов).

Асинхронная машина, будучи обратимой в автономных системах электрооборудования, может работать в двух режимах — двигательном и генераторном. В двигательном режиме происходит разгон машины с турбиной до номинальной частоты вращения, т. е. она работает в стартерном режиме. При подаче рабочего тела на турбину и отключении внешнего питания асинхронная машина переходит в генераторный режим, при этом процесс перехода на автономную систему не требует перерыва в питании потребителей. Сокращается время запуска установки.

Недостатком асинхронных генераторов, ограничивающих их применение, является необходимость применения конденсаторов возбуждения и сложность регулирования напряжения.

§ 4.1. ОСОБЕННОСТИ РАБОЧЕГО ПРОЦЕССА В АСИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

Возбуждение асинхронного генератора производится двумя способами — от сети и самовозбуждением с подключением конденсаторов. Первый из них состоит в том, что ротор асинхронной машины, включенной на напряжение сети, ускоряется первичным двигателем до сверхсинхронной частоты вращения. Машина работает с отрицательным скольжением, т. е. в генераторном режиме

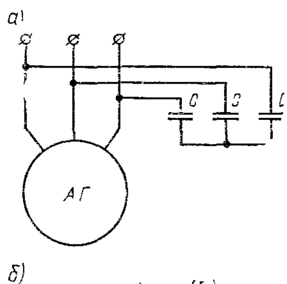
$$s=(n_1-n_2)/n_1<0, \qquad (4.1)$$

где n_1 — синхронная частота вращения; n_2 — частота вращения ротора.

Для осуществления этого режима необходимо потребление из сети намагничивающего тока порядка 25—30% от номинального,

что является существенным недостатком асинхронного генератора при этом способе возбуждения. Кроме того, асинхронный генератор, потребляя намагничивающий ток, снижает коэффициент мощности сети.

Другой способ возбуждения асинхронного генератора заключается в самовозбуждении от потока остаточного магнетизма ротора, которому соответствует ЭДС $E_{ост}$. В этом случае к зажимам машины присоединяется батарея конденсаторов (рис. 4.1, *а*). Увеличение напряжения при самовозбуждении продолжается до точки пересечения кривой намагничивания $E_{ф1}=\varphi(I_m)$ и вольтамперной характеристики конденсатора $U_{фC}=f(I_C)$ (рис. 4.1, *б*), где I_m и I_C — соответственно намагничивающий ток и ток через конденсатор. При постоянной частоте вращения ротора напряжение холостого хода зависит только от величины возбуждающей емкости. Генератор возбуждается, если емкость конденсатора больше критической, т. е. $C>C_{кр}$.



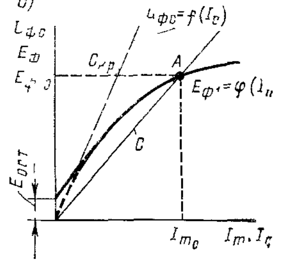


Рис. 4.1. Схема подключения конденсаторов к асинхронному генератору (*а*) и характеристики самовозбуждения (*б*)

В точке пересечения кривых $E_{ф1}=\varphi(I_m)$ и $U_{фC}=f(I_C)$ (точка *А* на рис. 4.1) наступает равновесие между напряжениями генератора и конденсаторов

$$I_C\omega_1 L_1 = I_C/\omega_1 C, \tag{4.2}$$

где $L_1=(X_{s1}+X_m)/\omega_1$ — индуктивность фазы обмотки статора генератора; X_{s1} — индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки статора; X_m — индуктивное сопротивление цепи намагничивания; C — емкость, приведенная к фазному напряжению.

Из равенства (4.2) можно определить зависимость между индуктивностью L_1 и необходимой для возбуждения генератора емкостью C при данной частоте $f_1=\omega_1/2\pi$:

$$L_1 C = 1/\omega_1^2, \tag{4.3}$$

$$f_1 = 1/2\pi\sqrt{L_1 C}. \tag{4.4}$$

Если принять, что при холостом ходе скольжение $s=0$, то $f_1=f_2$, где f_2 — электрическая частота вращения ротора.

В этом случае

$$f_2 \approx 1/2\pi\sqrt{L_1 C}. \tag{4.5}$$

Следовательно, при холостом ходе асинхронного самовозбуждающегося генератора параметры колебательного контура автомати-

чески настраиваются на частоту, равную электрической частоте вращения ротора.

Различные режимы работы генератора можно рассмотреть и рассчитать с помощью схемы замещения (рис. 4.2) и векторной диаграммы напряжения (рис. 4.3).

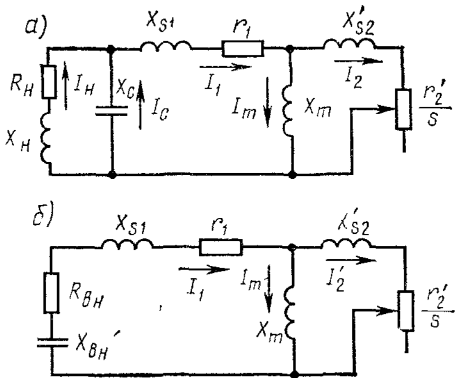


Рис. 4.2. Схема замещения асинхронного генератора с самовозбуждением:

а — без приведения внешней магнитной цепи, *б* — с приведением внешней цепи

В схеме замещения при $s<0$ сопротивление r_2'/s является генерирующим элементом. Если при нагрузке генератора, работающего на отдельную автономную сеть, частоту вращения n_2 первичного двигателя поддерживать постоянной, то частота f_1 и напряжение $U_{ф1}$ при изменении нагрузки $\dot{Z}_н = r_н + jX_н$ будут несколько изменяться. Для поддержания частоты f_1 неизменной при нагрузке необходимо изменять частоту вращения n_2 ротора генератора. При этом устанавливается скольжение s, соответствующее данной нагрузке.

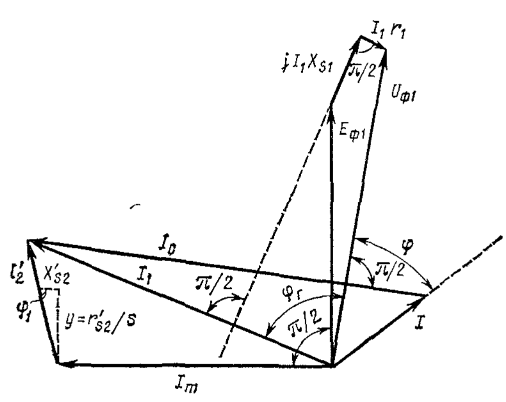


Рис 4 3. Векторная диаграмма напряжений асинхронного генератора с самовозбуждением

Внешние характеристики асинхронных генераторов являются сильно падающими и зависят от величины возбуждающей емкости (рис. 4.4, *а*, *б*). Сильное уменьшение напряжения на зажимах генератора с увеличением нагрузки объясняется тем, что увеличение внутреннего падения напряжения вызывает уменьшение намагничивающего тока и ЭДС, индуктированной вращающимся магнитным полем в фазе статора (см. рис. 4.3). Другой причиной уменьшения ЭДС является размагничивающее действие вторичного контура. Внешние характеристики асинхронных генераторов имеют вид, характерный для генераторов параллельного возбуждения: после достижения током нагрузки критического значения $I_{кр}$ наблюдается опрокидывание кривой внешней характеристики. При этом токи короткого замыкания малы.

§ 4.2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ И РАСЧЕТ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Главные размеры асинхронной машины (диаметр и длина якоря) определяются режимом работы и величиной ее внешней нагрузки. Если асинхронная машина проектируется для работы в двигательном и генераторном режимах с соизмеримыми мощностями, то расчет должен вестись для этих двух режимов и размеры машины выбираются те, которые получились наибольшими. Если нагрузка в двигательном режиме намного меньше нагрузки генераторного режима, то его размеры определяются генераторным режимом. Поэтому при выборе параметров учитываются все требования по обеспечению нормального двигательного режима. Если асинхронная машина работает только в генераторном режиме, то соответственно ее размеры определяются генераторным режимом.

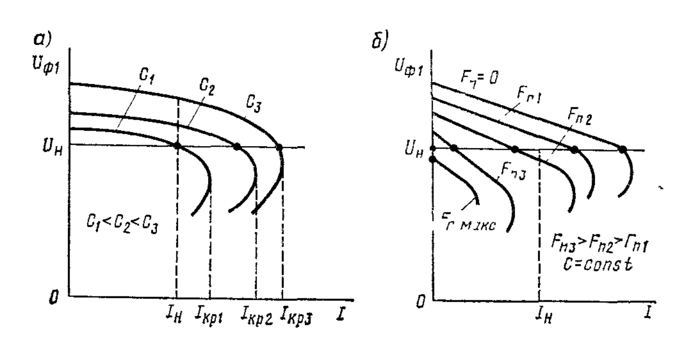


Рис 4 4 Внешние характеристики асинхронного генератора

Главные размеры асинхронной машины можно определить с помощью известного расчетного уравнения *

$$D^2 l_i = (6{,}1 \cdot 10^4 P_э)/\alpha_i k_ф k_{о1} A B_\delta n. \tag{4.6}$$

Здесь $P_э$ — электромагнитная мощность, В·А.

Электромагнитная мощность определяется:

а) для двигательного режима

$$P_э = P_1 E_{ф1}/U_н = [P_2/(\eta \cos\varphi_д)]\, k_E, \tag{4.7}$$

где P_1 — мощность, потребляемая из сети; η — КПД двигателя; $\cos\varphi_д$ — коэффициент мощности двигателя; $k_E = E_{ф1}/U_н$ — коэффициент, учитывающий падение напряжения на активных и индуктивных сопротивлениях двигателя; $k_E = 0{,}8 \div 0{,}9$ — величина, зависящая от числа пар полюсов; большие значения относятся к двухполюсным двигателям; P_2 — мощность на выходе (на валу).

---

* Применительно к асинхронным машинам параметры статора и ротора обозначим индексами соответственно 1 и 2.

Номинальное значение первичного тока можно предварительно определить по формуле

$$I_{1н}=P_1/(m_1U_н);$$

б) для генераторного режима

$$P_э=m_1E_{ф1}I_1=m_1U_нI_{1н}k_E; \quad (4.8)$$

предварительно можно принять $k_E=1$.

В отличие от синхронных для асинхронных генераторов величина тока якоря не является известной, так как она зависит от величин токов: через возбуждающий конденсатор и намагничивающего тока. Точную величину тока статора можно определить из построения векторной диаграммы напряжения при поверочном расчете. Предварительно величину тока статора можно определить с помощью выражения (для номинальной мощности)

$$I_{1н}=I_н\cos\varphi/\cos\varphi_г, \quad (4.9)$$

где $I_н$ — ток нагрузки (номинальный); $\cos\varphi$ — коэффициент мощности нагрузки; $\varphi_г$ — угол сдвига фаз между напряжением и током якоря I_1.

Для генераторов мощностью порядка 1 кВ·А

$$\mathrm{tg}\,\varphi_г=0{,}5\div0{,}7;\ \cos\varphi_г=0{,}86\div0{,}81.$$

Значения углов $\varphi_г$ в сильной степени зависят от нагрузки генератора. Чем меньше ток нагрузки, тем больше угол $\varphi_г$, и ток якоря возрастает.

Если в исходное уравнение (4.6) ввести отношение $\lambda_l=l_l/D$, то

$$D=\sqrt[3]{(6{,}1\cdot10^4P_э)/(\alpha_lk_фk_{01}AB_\delta n\lambda_l)}. \quad (4.10)$$

При выборе электромагнитных нагрузок A и B_δ применительно к асинхронным машинам необходимо учитывать следующее.

1. Выбор больших значений B_δ приводит к увеличению намагничивающего тока

$$I_m=pF_\Sigma\,(0{,}9m_1k_{01}w_ф), \quad (4.11)$$

$$I_m\equiv B_\delta^2, \quad (4.12)$$

так как $F_\Sigma\equiv B_\delta$; $w_{ф1}\equiv1/B_\delta$; F_Σ — суммарная МДС магнитной цепи.

2. С увеличением B_δ снижается коэффициент мощности $\cos\varphi_д$, уменьшается рассеяние, возрастает ток короткого замыкания.

3. Величина возбуждающей емкости возрастает с увеличением B_δ, так как возрастает ток намагничивания I_m. Возрастает общая масса системы.

4. На величину индуктивных сопротивлений короткого замыкания $X_к$ и намагничивания X_m, а также на величину намагничивающего тока I_m оказывают влияние не только числовое значение произведения AB_δ, но и их соотношение A/B_δ.

Увеличение отношения A/B_δ увеличивает значение $X_к$, так как

$$X_к^* = X_к I_{1н}/U_н \equiv \Lambda A/B_\delta, \quad (4.13)$$

где $X_к = X_{s1} + X_{s2}'$ — суммарное индуктивное сопротивление рассеяния; Λ — коэффициент, характеризующий рассеяние.

Чем меньше величина $X_к$, тем больше вращающий момент, тем большая перегрузочная способность двигателя. Поэтому, если необходимо, например, повысить $M_{макс}$, следует увеличить B_δ и уменьшить A.

Если принять $F_\Sigma = 1{,}6 k_{\delta 1} k_{\delta 2} B_\delta \delta k_\mu$ и учесть, что $(m_1 w_{ф1}/p) I_{1н} = A\tau$, то [4]

$$I_m/I_{1н} = 1{,}78 k_\mu (k_{\delta 1} k_{\delta 2}/k_{01})(\delta/\tau)(B_\delta/A)\,10^4, \quad (4.14)$$

$$X_m = 0{,}56\,(k_{01}/k_\mu)(\tau/\delta')(A/B_\delta)(U_н/I_{1н})\,10^{-4}, \quad (4.15)$$

т. е. при увеличении B_δ и уменьшении A относительное значение $I_m/I_{1н}$ возрастает и, следовательно, $\cos\varphi_д$ уменьшается.

Для асинхронных машин при выборе значений A и B_δ необходимо обращать внимание на получаемые значения намагничивающего тока I_m, а следовательно, и $\cos\varphi_д$, а также на коэффициент перегрузки $k_{пер}$, определяемый $X_к$.

При $AB_\delta = \text{const}$ для увеличения коэффициента мощности $\cos\varphi_д$ необходимо уменьшать значение B_δ и увеличивать значение A, а для увеличения перегрузочной способности $k_{пер}$ необходимо увеличивать значение B_δ и уменьшать значение A.

Это противоречие решается путем выбора такого соотношения между A и B_δ, при котором обеспечивается наибольшее значение коэффициента мощности при заданном техническими условиями значении перегрузочной способности.

Рекомендуемые значения B_δ и A для асинхронных машин, работающих в длительном режиме, приведены соответственно в табл. 4.1 и 4.2 ($f = 400$ Гц, $m_1 = 3$, $2p = 4$).

Для асинхронных машин, работающих в автономных системах электрооборудования, рационально выбирать частоту вращения

Таблица 4.1

P_2, кВт	0,1	0,2	0,5	0,75	1,0	2,0	5,0	10
B_δ, т	0,36	0,48	0,55	0,57	0,6	0,62	0,64	0,66

Таблица 4.2

P_2, кВт	0,1	0,2	0,5	0,75	1,0	2,0	5,0	10
A, А/см	160	180	220	235	250	270	290	310

наибольшей. С увеличением частоты вращения масса машины уменьшается. Так, например, масса машины мощностью 1 кВт при $n=6000$ об/мин примерно в два раза больше по сравнению с такой же машиной при $n=12\,000$ об/мин. Для автономных турбогенераторных установок при $f=400$ Гц обычно частота вращения выбирается равной 24 000 об/мин ($2p=2$). При выборе частоты вращения необходимо проверять машину на механическую прочность. Для асинхронных машин допустимая линейная скорость равняется порядка 80 м/с.

Данные табл. 4.1 и 4.2 по выбору оптимальных электромагнитных нагрузок A и B_δ справедливы также и для двухполюсных асинхронных машин с $n=24\,000$ об/мин, о чем свидетельствуют кривые удельной массы, приведенные на рис. 4.5.

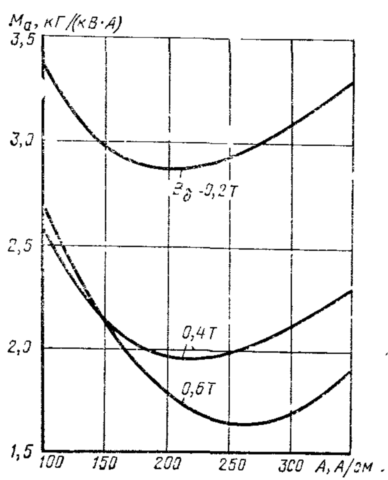


Рис. 4.5. Зависимость удельной массы активных материалов асинхронного генератора от линейной нагрузки:

$P_н=1000$ В·А; $\cos\varphi=0{,}9$; $f=400$ Гц; $m=3$; $q=3$; $p=1$; $U_ф=115$ В; $B_z=1{,}4$ Тл; $j_{1a}=10$ А/мм²; $\lambda=0{,}8$

Если проектируемая асинхронная машина в двигательном режиме работает на маховую массу с большим моментом инерции, то во избежание ее перегрева во время разгона приходится значительно снижать линейную нагрузку (до 80—100 А/см при мощности порядка 1—2 кВт).

С увеличением частоты вращения и мощности асинхронной машины возрастают КПД η и коэффициент мощности $\cos\varphi_д$. При этом чем меньше мощность машины, тем сильнее влияние частоты вращения на величины η и $\cos\varphi_д$, что объясняется известными соотношениями для удельных потерь и намагничивающего тока:

$$\Delta P=\frac{\Delta P}{P_э}\equiv\frac{M_а}{P_э}\equiv\frac{(P_э/n)^{3/4}}{P_э}=\frac{1}{P_э^{1/4}n^{3/4}}, \qquad (4.16)$$

$$i_m=I_m/I_{1н}=l/l^2=\sqrt[4]{1/P_э}=1/P_э^{1/4}, \qquad (4.17)$$

где $M_а$ — масса активных материалов.

Удельные потери на единицу мощности (при $B_\delta=\mathrm{const}$ и $j_a=\mathrm{const}$) пропорциональны корню четвертой степени произведения из мощности и куба частоты вращения, т. е. с увеличением частоты вращения удельные потери падают и КПД возрастает.

Намагничивающий ток прямо пропорционален линейным размерам, а ток нагрузки прямо пропорционален второй степени линейных размеров.

Следовательно, относительное значение намагничивающего тока $i_m = I_m/I_{1н}$ обратно пропорционально линейным размерам, т. е. относительный намагничивающий ток снижается с увеличением мощности, что соответствует возрастанию $\cos\varphi_д$ у асинхронных машин. Точно так же действует повышение частоты вращения, если учесть, что с увеличением n при $f=\text{const}$ уменьшается отношение δ'/τ.

Таблица 4.3

P_2, Вт	25	50	100	200	500	750	1000
η	0,40	0,53	0,63	0,70	0,76	0,77	0,78
$\cos\varphi_д$	0,53	0,62	0,70	0,76	0,77	0,77	0,78

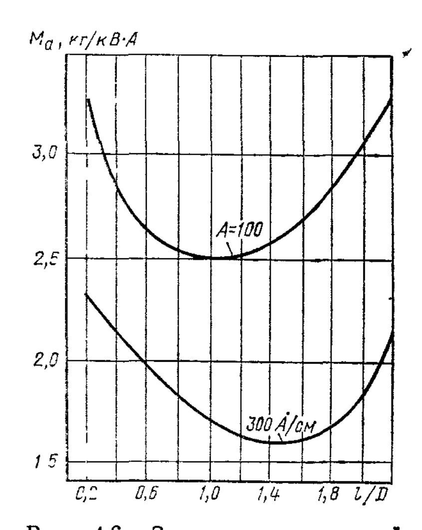


Рис. 4.6. Зависимость удельной массы асинхронного генератора от отношения l/D:

$P_н=1000$ В·А; $\cos\varphi=0,9$, $f=400$ Гц; $m=3$; $q=3$; $p=1$; $U_ф=115$ В; $j_{1a}=10$ А/мм²; $B_z=1,4$ Тл

Если предусмотрена работа асинхронной машины в двигательном режиме, то приходится задаваться предварительно значениями КПД и коэффициента мощности $\cos\varphi_д$. Рекомендуемые значения η и $\cos\varphi_д$ для трехфазных асинхронных двигателей частотой $f=400$ Гц и числом полюсов $2p=4$ в функции мощности приведены в табл. 4.3.

При $p=1$ значения η и $\cos\varphi_д$ больше, чем в таблице. Так, например, при $P_2=1000$ Вт $\eta=0,79$, $\cos\varphi_д=0,86$.

Для асинхронных машин отношение длины машины к диаметру $\lambda=l/D\approx\lambda_i$ выбирается бо́льшим, чем для синхронных машин, т. е. асинхронные машины выполняются относительно длиннее, чем синхронные, при том же числе полюсов.

Существует зона оптимального значения λ_i, в которую укладывается наименьшее значение массы и стоимости производства при заданных энергетических показателях. На основе теоретических изысканий и практического их подтверждения для асинхронных машин установлены следующие оптимальные величины для $\lambda_i=f(p)$ при условии, что окружная скорость и маховой момент (GD^2) не ограничивают выбора размера диаметра:

$$\lambda_i = l_i/D = 1{,}6p^{-2/3}, \tag{4.18}$$

$$\lambda_i' = l_i/\tau = \sqrt[3]{p}. \tag{4.19}$$

Оптимальная величина λ_i при данном значении числа пар полюсов зависит также от диаметра (мощности) машины — снижается при увеличении диаметра. Оптимум отношения λ_i уменьшается с увеличением мощности. Выбор отношения λ_i в нарушение геометрического подобия часто определяется условиями охлаждения машины.

Применительно к асинхронным генераторам небольшой мощности зависимости удельной массы от отношения длины якоря к его диаметру иллюстрируются кривыми, приведенными на рис. 4.6.

Как показывают исследования, асинхронные генераторы должны иметь меньшие значения λ_i, чем асинхронные двигатели, для обеспечения малых номинальных скольжений.

По выбранной величине λ_i определяется расчетная длина якоря

$$l_i = \lambda_i D. \qquad (4.20)$$

При этом проводится проверка этого размера по требуемой величине ЭДС генераторного режима

$$l_i = (E_{\text{ф}1} I_{1\text{н}} p m_1)/(k_{\text{ф}} k_{01} f \pi^2 \alpha_i A B_\delta D^2). \qquad (4.21)$$

Длину активной части якоря в первом приближении можно принять равной расчетной.

§ 4.3. ВЫБОР ЧИСЛА ПАЗОВ СТАТОРА И РОТОРА

Необходимое число витков в фазе определяется по ЭДС генераторного режима

$$w_{\text{ф}1} = E_{\text{ф}1}/(4 k_{\text{ф}} k_{01} f \Phi_\delta) = k_E U_{\text{ф}1}/(4 k_{\text{ф}} k_{01} f \Phi_\delta), \qquad (4.22)$$

где $\Phi_\delta = \alpha_i \tau l_i B_\delta \cdot 10^{-4}$.

В асинхронных машинах коэффициенты α_i и $k_{\text{ф}}$ в зависимости от насыщения обычно находятся в пределах $\alpha_i = 2/\pi \div 0{,}76$ и $k_{\text{ф}} = 1{,}11 \div 1{,}065$. В большинстве случаев коэффициент насыщения $k_\mu = F_\Sigma/F_\delta \leqslant 1{,}5$. Тогда α_i и $k_{\text{ф}}$ можно определить в зависимости от k_μ по уравнениям

$$\alpha_i = 0{,}443 + 0{,}194 k_\mu, \quad k_{\text{ф}} = 1{,}18 - 0{,}07 k_\mu. \qquad (4.23)$$

Предварительно можно взять: $\alpha_i \approx 0{,}715$ и $k_{\text{ф}} \approx 1{,}09$. Выбор числа пазов на статоре z_1 для асинхронных машин тесно связан с выбором числа пазов на роторе z_2. Соотношение между z_1 и z_2 для двигателей должно быть выбрано, исходя из следующих соображений:

1. Отсутствие провалов в кривой $M = f(n)$, обусловленных паразитными асинхронными и синхронными моментами от тангенциальных сил.

2. Минимальная шумность при работе двигателя, возникающая под действием радиальных сил.

3. Минимальные добавочные потери в стали зубцов.

Для снижения асинхронных паразитных моментов при пуске и вращении двигателя соблюдаются следующие неравенства:

а) при пуске

$$z_2 \neq z_1;\ z_2 \neq \frac{1}{2} z_1;$$

$$z_2 \neq 2z_1;\ z_2 \neq 2m_1pg,$$

где g — любое положительное число;

а) при вращении двигателя

$$z_2 \neq 2m_1pg + 2p;\ z_2 \neq z_1 + 2p;\ z_2 \neq 2z_1 + 2p;\ z_2 \neq \frac{1}{2} z_1 + p;$$

$$z_2 \neq z_1 + p.$$

Для того чтобы избежать появления радиальных сил, нужно соблюдать неравенства

$$z_2 \neq 2m_1pg + 1;\ z_2 \neq 2m_1pg + p + 1;\ z_2 \neq 2m_1pg + 2p + 1.$$

Для асинхронных машин с короткозамкнутым ротором соотношения чисел пазов на статоре и роторе применяются в соответствии с данными табл. 4.4 [16].

Таблица 4.4

$2p$	z_1	z_2
2	18	21 (15, 22, 23, 30)
2	24	18 (17, 19, 22, 30, 36)
2	30	(36)
4	24	16, 22, 30 (17, 36)
4	32	26, 42 (44)
6	36	48
8	24	36
8	36	40

Примечание. В скобках указаны числа пазов, которые не удовлетворяют всем требованиям одновременно.

Наиболее употребительными числами пазов на статоре являются $z_1 = 18$, 24 и 36.

Таким образом, для распространенных трехфазных машин двух- и четырехполюсного исполнений число пазов на полюс и фазу $q_1 = z_1/(2pm_1)$ равно:

для $2p = 2$ $q_1 = 3$, 4, 6; для $2p = 4$ $q_1 = 1\frac{1}{2}$, 2, 3.

Следует избегать применения дробного числа пазов на полюс и фазу из-за усложнения изготовления обмотки, увеличения дифференциального рассеяния.

Число проводов в пазу должно быть целым числом, а при двухслойной обмотке — четным числом

$$u_п = [w_{ф1}/(pq_1)]a_1. \qquad (4.24)$$

Число витков $w_{ф1}$, полученное из условия размещения проводов в пазах, должно равняться числу витков $w_{ф1}$, полученных из условия ЭДС $E_{ф1}$.

Обмотки статора асинхронных генераторов, как правило, выполняются двухслойными петлевыми распределенными. На рис. 4.7 показана одна фаза трехфазной двухслойной петлевой обмотки асинхронного генератора при $p=3$, $q_1=2$, состоящей из одной ветви *а* и двух параллельных ветвей *б*.

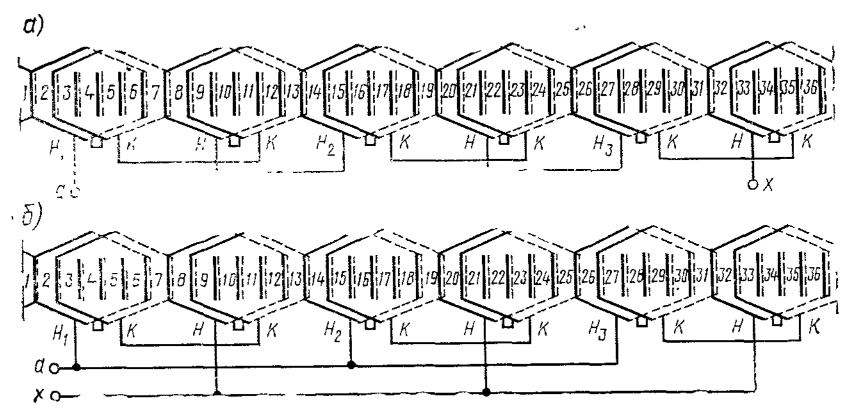


Рис. 4.7. Двухслойная петлевая обмотка асинхронного генератора с одной (*а*) и двумя (*б*) параллельными ветвями

Для обеспечения синусоидальности кривой выходного напряжения предусматривается укорочение ее шага на $1/5\tau$ (уничтожается пятая гармоническая). Если выразить шаг обмотки в пазах, то укороченный шаг

$$y_1 = y_\tau - y_\tau/5 = 0{,}8z_1/2p,$$

где $y_\tau = z_1/2p$ — шаг в пазах по полюсному делению. Шаг обмотки должен быть целым числом. Поэтому он доводится до ближайшего целого числа.

Значения шагов обмотки статора при различных значениях q_1 и коэффициенты укорочения $k_{у1}$ и распределения $k_{р1}$ приведены в табл. 4.5.

Если используется фазное напряжение асинхронного генератора, в котором наиболее сильно проявляется третья гармоническая и предъявляются жесткие требования к форме кривой фазного напряжения, то в этом случае предусматривается укорочение шага обмотки на $^1/_3$ полюсного деления.

Для устранения зубцовых гармонических в кривой напряжения применяется скос пазов статора или ротора. Скос пазов приводит

Таблица 45

q_1	2	3	4	q_1	2	3	4
y_τ	6	9	12	k_{y1}	0,966	0,940	0,966
y_1	5	7	10	k_{p1}	0,966	0,960	0,958
y_1/y_τ	0,833	0,778	0,833	$k_{y1}k_{p1}$	0,933	0,902	0,925

также к уменьшению паразитных моментов, действующих на вал асинхронного генератора и приводного устройства. Скос пазов увеличивает индуктивные сопротивления рассеяния обмоток, увеличивает добавочные потери в стали и уменьшает ЭДС в обмотках. Поэтому величину скоса пазов не делают большой. Скос пазов принимают обычно равным зубцовому делению статора при скошенных пазах ротора или зубцовому делению ротора при скошенных пазах статора. Уменьшение ЭДС обмотки вследствие скоса пазов учитывается коэффициентами скоса [18]

при скосе пазов статора

$$k_{ск1} = 1 - 1{,}646\,(pb^*_{ск}/z_2)^2;$$

при скосе пазов ротора

$$k_{ск2} = 1 - 0{,}0458\,(b^*_{ск2}/q_1)^2,$$

где $b^*_{ск1} = b_{ск1}/t_{z2}$, $b^*_{ск2} = b_{ск2}/t_{z1}$, $b_{ск1}$ и $b_{ск2}$ — скос пазов по дуге цилиндрической поверхности соответственно на статоре и роторе.

При скосе на одно зубцовое деление $b^*_{ск1} = 1$ и $b^*_{ск2} = 1$.

Короткозамкнутую обмотку ротора в виде «беличьей клетки» можно заменить многофазной обмоткой с числом фаз $m_2 = z_2/p$. Фаза этой обмотки на протяжении одной пары полюсов состоит из одного стержня. Поэтому число витков фазы на пару полюсов принимают равным 0,5, а коэффициенты укорочения и распределения ее равны единице.

Обмоточный коэффициент обмотки ротора равняется коэффициенту скоса ротора $k_{ск2}$ и может быть без больших погрешностей принят равным единице $k_{о2} = k_{ск2} \approx 1$

Число стержней обмотки ротора асинхронного генератора можно определить, исходя из рекомендаций в отношении выбора этой величины для асинхронных двигателей (табл. 46) В целях исключения зубцовых гармонических в кривой напряжения генератора предусматривается, как правило, скос пазов. При числах пазов, показанных в круглых скобках, получаются ухудшенные пусковые характеристики асинхронной машины, работающего в стартерном режиме Числа пазов, заключенные в квадратные скобки, не рекомендуется применять для машин, которые работают в тормозном режиме

Таблица 46

Число полюсов 2 p	Число пазов статора	Прямые пазы	Скошенные пазы
2	18	22	(15), 17, 19, 21, (23), 26, (30)
	24	[16], 28, 32	(17), 18, (19), (22), (30), 31, 33, 34, 35, (36)
	30	22, 38	(18), (20), 21, 23, (24), (36)
	36	26, 28, 44, 46	25, 27, 29, 43, 45, 47
	42	32, 34, 50, 52	
	48	38, 40, 56, 58	37, 39, 41, 55, 57, 59
4	24	[32]	16, [20], (17), (21), 22, 30, 33, 34, 35, (36)
	36	26, 44, 46	(24), 27, 28, 30, [32], 42, 45, 48
	42	(34), (50), 52, 54	(33), 34, 38, (51), 53
	48	34, 38, 56, 58, 62, 64	(36), (39), 40, [44], 57, 59
	60	50, 52, 68, 70, 74	48, 49, 51, 56, 64, 71
6	36	26, 30, 40, 42, 46, 48	47, 49, 50
	54	44, 64, 66, 68	42, 43, 65, 67
	72	56, 58, 62, 82, 84, 86, 88	57, 59, 60, 61, 83, 85, 87
8	24	36	
	36	40	
	48	34, 62, 64	35, 61, 63, 65
	72	58, 86, 88, 90	56, 57, 59, 85, 87, 89

Значение плотности тока в обмотке статора выбирается, исходя из требований к массе и КПД генератора, а также в зависимости от способа охлаждения. При мощностях от 1 до 12 кВ·А и самовентиляции плотность тока в обмотке статора рекомендуется равной $j_{1a}=7\div10$ А/мм². В генераторах мощностью 12—80 кВ·А, охлаждаемых путем продува, плотность тока выбирается в пределах $j_{1a}=$

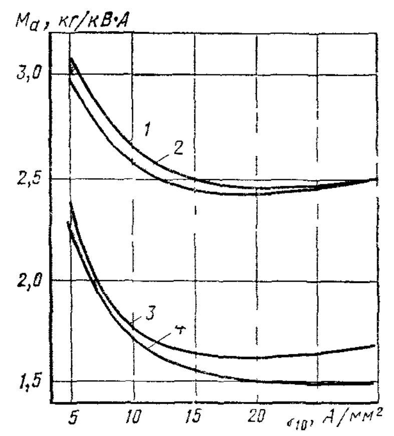


Рис 4 8 Зависимость удельной массы асинхронного генератора с самоохлаждением от плотности тока в обмотке статора

$P_н=1000$ В А, $\cos\varphi=0{,}9$, $f=400$ Гц, $m=3$ $q=3$, $p=1$, $U_ф=115$ В $B_z=1{,}4$ Тл, $1 - B_\delta=0{,}6$ Тл $A=100$ А/см $2 - B_\delta=0{,}5$ Тл, $A=100$ А/см, $3 - B_\delta=0{,}5$ Тл, $A=300$ А/см, $4 - B_\delta=0{,}6$ Тл, $A=300$ А/см

$=12 \div 15$ А/мм². Увеличение плотности тока целесообразно только лишь до определенных значений (рис. 4.8), так как дальнейшее увеличение плотности тока не вызывает уменьшения удельной массы и в то же время уменьшает КПД и увеличивает перегрев машины.

§ 4.4. АКТИВНЫЕ И ИНДУКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК СТАТОРА И РОТОРА

Расчет активных сопротивлений. Активное сопротивление фазы обмотки сгатора подсчитывается, согласно формуле (2 3).

Сопротивление r_1 в нагретом состоянии

$$r_1 = r_{1\vartheta} = r_{1\,20°}\,[1 + 0{,}004\,(\vartheta + \vartheta_{окр} - 20°)], \qquad (4.25)$$

где $r_{1\,20°} = (w_{ф1} l_{aср})'(57 S_a a_1 a_2)$ — сопротивление фазы статора при 20° С, Ом; ϑ — ожидаемый перегрев обмотки, °С; $\vartheta_{окр}$ — температура окружающей среды; $l_{a\,ср}$ — средняя длина витка обмотки якоря, м.

Активное сопротивление фазы короткозамкнутого ротора в нагретом состоянии (рис. 4.9)

$$r_2 = r_{2\vartheta} = (1/p)(r_{ст} + r_к)\,[1 + \alpha\,(\vartheta + \vartheta_{окр} - 20°)], \qquad (4.26)$$

где p — число пар полюсов; $r_{ст}$ — активное сопротивление стержня ротора (при 20° С); $r_к$ — активное сопротивление короткозамыкающих колец (при 20° С); α — температурный коэффициент сопротивления материала обмотки ротора.

Активное сопротивление стержня ротора

$$r_{ст\,20°} = (l_{ст}/S_{ст})\,\rho, \qquad (4.27)$$

где $l_{ст}$ — длина стержня ротора, м; $S_{ст}$ — площадь поперечного сечения стержня, мм²; ρ — удельное электрическое сопротивление материала стержня при 20° С.

Для роторов с алюминиевой заливкой для паза, изображенного на рис. 4.9, *в*, площадь поперечного сечения стержня определяется по формуле (мм²)

$$S_{ст} = \frac{\pi (b_1 - 0{,}2)^2}{8} + \frac{\pi (b_2 - 0{,}2)^2}{8} + \frac{(b_1 + b_2 - 0{,}4)\,h_1}{2}. \qquad (4.28)$$

Активное сопротивление короткозамыкающих колец, приведенное к стержню (при 20° С),

$$r_{к\,20°} = 2\pi D_к / [z_2 S_к (2 \sin \pi p / z_2)^2]\,\rho, \qquad (4.29)$$

где $D_к$ — диаметр короткозамыкающего кольца, м; $S_к$ — площадь поперечного сечения короткозамыкающего кольца, мм².

Активное сопротивление фазы обмотки ротора, приведенное к обмотке статора,

$$r_2' = r_2 k_{пр}, \qquad (4.30)$$

где $k_{гр}$ — коэффициент приведения;

$$k_{пр}=(m_1/m_2)\,[w_{ф1}k_{о1}/(w_{ф2}k_{о2})]^2=4pm_1w_{ф1}^2k_{о1}^2/z_2. \qquad (4.31)$$

При $m_1=3$

$$k_{пр}=w_{ф1}^2k_{о1}^2/(w_{ф2}^2k_{о2}^2)=12pw_{ф1}^2k_{о1}^2/z_2. \qquad (4.32)$$

Значения удельных сопротивлений ρ и температурных коэффициентов α для материалов, применяемых для короткозамкнутых обмоток, приведены в табл. 4.7.

Таблица 47

Материал	ρ, Ом мм²/м	α	γ
Медь М-1	0,0175=1/57	0,0040	8,9
Латунь ЛС-59-1	0,065	0,0026	8,5
Латунь Л-62	0,071	0,0017	8,5
Алюминий	0,035=2/57*	—	2,6

* Для алюминия значение ρ учитывает наличие пустот при заливке.

Расчет индуктивных сопротивлений. Индуктивное сопротивление фазы обмотки статора (Ом)

$$X_{s1}=[4\pi f_1 w_{ф1}^2 l_1/(pq_1)]\sum\lambda_1\cdot 10^{-8}, \qquad (4.33)$$

где $q_1=z_1/(2pm_1)$ — число пазов на полюс и фазу обмотки статора; l_1 — активная длина статора; f — частота сети; $\Sigma\lambda_1$ — суммарная удельная проводимость для потоков рассеяния обмотки статора [см. (2.3)].

Индуктивное сопротивление фазы короткозамкнутого ротора

$$X_{s2}=(2\pi f_1 l_2/p)\sum\lambda_2\cdot 10^{-8}, \qquad (4.34)$$

где l_2 — активная длина ротора; $\Sigma\lambda_2$ — суммарная удельная проводимость для потоков рассеяния ротора

$$\sum\lambda_2=\lambda_{п2}+\lambda_{к2}+\lambda_{л2}, \qquad (4.35)$$

где $\lambda_{п2}$ — удельная проводимость пазового рассеяния ротора; $\lambda_{к2}$ — удельная проводимость рассеяния в воздушном зазоре; $\lambda_{л2}$ — удельная проводимость рассеяния лобовых частей обмотки.

Удельная проводимость пазового рассеяния ротора $\lambda_{п2}$ равняется:

а) для круглого паза (рис. 4.9, *а*)

$$\lambda_{п2}=1,25\,(0,66+h_{у2}/b_{щ2}); \qquad (4.36)$$

б) для грушевидного паза (рис. 4.9, *б*)

$$\lambda_{п2}=1,25\,[(2/3)\,h_1/(b_1+b_2)+0,66+h_{у2}/b_{щ2}]; \qquad (4.37)$$

в) для грушевидного закрытого (рис. 4.9, *в*)

$$\lambda_{п2}=1{,}25\,[(2/3)\,h_1/(b_1+b_2)+\lambda_{N к}],$$

где $\lambda_{N к}$ — удельная проводимость потоков рассеяния через мостик паза, определяемая графически.

Удельная проводимость рассеяния в воздушном зазоре $\lambda_{к2}$ для двигателей с короткозамкнутым ротором

$$\lambda_{к2}=t_{z2}/(9{,}5\,\delta k_\delta). \qquad (4.38)$$

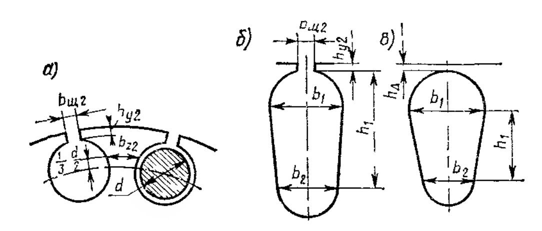


Рис. 4.9 Форма пазов ротора асинхронной машины:

а — круглый паз; *б* — грушевидный паз; *в* — грушевидный закрытый

Для двигателей очень малой мощности с короткозамкнутым ротором удельную проводимость $\lambda_{к2}$ можно подсчитать по формуле

$$\lambda_{к2}=(t_{z1}-b_{щ1}-b_{щ2})/(12{,}8\delta), \qquad (4.39)$$

где $b_{щ1}$ и $b_{щ2}$ — ширина прорези паза статора и ротора соответственно.

Удельная проводимость рассеяния лобовых частей обмотки короткозамкнутого ротора

$$\lambda_{л2}=2{,}89D_р/[z_2l_2(2\sin\pi p/z_2)^2]\lg 2{,}36\,D_R/(a+b), \qquad (4.40)$$

где D_R — средний диаметр короткозамкнутого кольца; $(a+b)$ — половина периметра сечения короткозамыкающего кольца.

Индуктивное сопротивление фазы обмотки короткозамкнутого ротора, приведенное к обмотке статора,

$$X'_{s2}=X_{s2}k_{пр}=X_{s2}(4pm_1w_{ф1}^2k_{о1}^2)/z_2. \qquad (4.41)$$

§ 4.5. ВЫБОР КОНДЕНСАТОРА ВОЗБУЖДЕНИЯ

Суммарная реактивная мощность конденсаторов $P_в$, необходимая для возбуждения трехфазного асинхронного генератора и компенсации фазового сдвига нагрузки [18],

$$P_в=P_{н.а}(\mathrm{tg}\,\varphi_г+\mathrm{tg}\,\varphi), \qquad (4.42)$$

где $P_{н.а}$ — активная мощность, потребляемая нагрузкой (на три фазы); $\varphi_г$, φ — углы сдвига фаз между напряжением и током соответственно генератора и нагрузки.

Как уже указывалось, для генераторов малой мощности (до 1 кВт) $\operatorname{tg}\varphi_{г}=0,5\div0,7$, а коэффициент мощности нагрузки обычно находится в пределах 0,85—0,95, т. е. $\operatorname{tg}\varphi=0,3\div0,6$.

Таким образом, необходимая мощность блока конденсаторов возбуждения примерно равна активной потребляемой мощности, т. е.

$$P_{в}\approx P_{н.а}. \qquad (4.43)$$

Так как мощность возбуждения

$$P_{в}=2\pi f C_{б\,к} U_C^2, \qquad (4.44)$$

то емкость блока конденсаторов уменьшается с ростом напряжения на конденсаторе и частоты:

$$C_{б.к}=P_{в}/(2\pi f U_C^2). \qquad (4.45)$$

Однако с увеличением рабочего напряжения увеличивается масса конденсаторов, а с увеличением частоты необходимо снижать рабочее напряжение из-за возрастания внутренних потерь в конденсаторе.

Для конденсаторов типа К75-10, являющихся наилучшими для работы в цепях переменного тока, зависимость массы M_C от рабочего напряжения

$$M_C=k_C U_{р}^2 C_{б.к}, \qquad (4.46)$$

где k_C — коэффициент пропорциональности, г/(В²Ф).

Величина k_C зависит от массы конденсатора и находится в пределах:

$$k_C=(0,8\div1,2)\cdot10^3.$$

Зависимость допустимого напряжения $U_{д}$ на конденсаторе определяется техническими условиями. Для конденсаторов К75-10 эта зависимость может быть представлена выражением:

$$U_{д}/U_{р}=1,9-0,45\lg f. \qquad (4.47)$$

Графическое изображение этой зависимости представлено на рис. 4.10.

Из (4.45)—(4.47) можно найти выражения для удельной массы конденсаторов

$$M_C/P_{в}=(k_C/2\pi)\,1/[f(1,9-0,45\lg f)]. \qquad (4.48)$$

Графическое изображение удельной массы конденсатора от частоты представлено на рис. 4.11. Полученный результат (4.48) показывает, что удельная масса конденсаторов не зависит от напряжения и минимальна на частоте 2400 Гц. Также не имеет значения схема включения конденсаторов в звезду или треугольник — масса конденсаторов одинакова. Важно только, чтобы конденсаторы использовались при максимально допустимом для него напряжении.

Если генератор работает при температуре окружающей среды ниже 70° С, напряжение на конденсаторе можно увеличить на 20%, при этом удельная масса конденсаторов уменьшается еще на ~40%.

При соединении конденсаторов в звезду, когда напряжение на конденсаторе равняется фазному $U_C = U_{ф1}$, емкость конденсаторов на фазу

$$C_\lambda = [1/(2\pi f U_{ф1}^2)]\, P_в/3. \qquad (4.49)$$

Если конденсаторы соединены в треугольник, то напряжение на них увеличивается в $\sqrt{3}$ раз по сравнению с напряжением при сое-

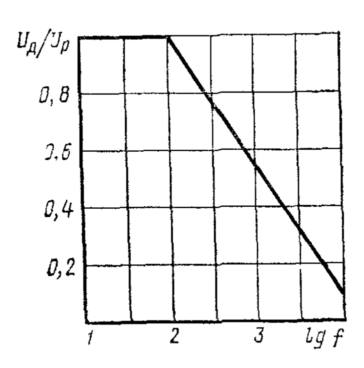


Рис. 4.10. Зависимость допустимого напряжения конденсатора от частоты

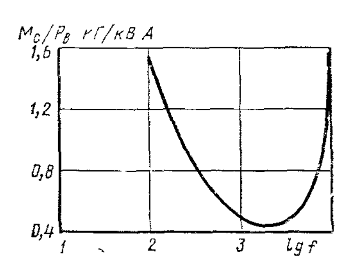


Рис. 4.11. Зависимость удельной массы конденсаторов от частоты

динении конденсаторов в звезду, а емкость уменьшается в три раза

$$C_\Delta = \{1/[2\pi f (\sqrt{3} U_{ф1})^2]\}\, P_в/3. \qquad (4.50)$$

Для оптимального использования конденсаторов в случае соединения их в треугольник необходимо выбирать их на повышениое рабочее напряжение, чтобы не превысить допустимые напряженности поля в диэлектрике конденсатора и удельные потери.

При известных расчетных параметрах генератора и заданных напряжений и частоте емкость конденсаторов при соединении их в звезду

$$C = C = \frac{1}{\omega_1^2 L_1} = \frac{1}{\omega_1^2 (X_1 + X_{m0})/\omega_1} = \frac{1}{\omega_1 (X_1 + X_{m0})}, \qquad (4.51)$$

где $X_{m0} = E_{ф0}/I_{m0}$ — индуктивное сопротивление контура намагничивания при холостом ходе генератора (точка A на рис. 4.1).

§ 4.6. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОКА ХОЛОСТОГО ХОДА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В ДВИГАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

При расчете магнитной цепи определяется намагничивающий ток, обусловливающий МДС асинхронного двигателя. Для этого необходимо рассчитать МДС магнитной цепи как сумму падений магнитного напряжения отдельных участков магнитной цепи асинхронной машины: воздушных зазоров, зубцовых зон, спинки якоря и ротора:

$$F_\Sigma = F_\delta + F_{z1} + F_{j1} + F_{z2} + F_{j2},$$

где F_{z1} и F_{z2} — падения магнитного напряжения соответственно в зубцах статора и ротора; F_{j1} и F_{j2} — падения магнитного напряжения соответственно в спинке якоря статора и ротора.

Определяется также величина магнитного потока в воздушном зазоре:

$$\Phi_{\delta 0} = k_{E0} U_{\text{ф}1} / (4 k_\text{ф} k_{о1} w_{\text{ф}1} f), \tag{4.52}$$

где $k_{E0} = 1/(1 + k_{\sigma 0})$, $k_{\sigma 0} = X_{s1}/X_m = I_{0m} X_{s1}/(U_{\text{ф}1} - I_{0m} X_{s1})$ — коэффициент рассеяния потокосцепления первичной цепи, ориентировочно принимаемый равным $k_{E0} = 0{,}95 \div 0{,}97$; I_{0m} — ток намагничивания в режиме холостого хода.

Магнитная индукция в воздушном зазоре в режиме двигателя холостого хода

$$B_{\delta 0} = [\Phi_{\delta 0}/(\alpha_i l_i \tau)]\, 10^4 = [1{,}57\, \Phi_{\delta 0}/(l_i \tau)]\, 10^4. \tag{4.53}$$

Подсчет падений магнитного напряжения в статоре и воздушном зазоре производится в соответствии с методикой, изложенной в § 2.6. Подсчет падений магнитного напряжения в зубцах ротора при прямых и трапецеидальных зубцах производится также согласно § 2.6.

В случае применения «беличьей клетки» применяются круглые пазы на роторе (рис. 4.9, *а*). При расчете МДС зубцов определяются:

расчетная ширина зубца

$$b_{z2} = \pi\, [D_\text{р} - 2(h_{з2} + d/3)]/z_2 - 0{,}94\, d;$$

зубцовый шаг ротора

$$t_{z2} = \pi D_\text{р}/z_2;$$

коэффициент, учитывающий увеличение индукции в зубцах ротора по отношению к индукции в воздушном зазоре

$$k_{z2} = t_{z2} l_1 / (k_{з.с} b_{z2} l_2),$$

где l_1 и l_2 — активная длина соответственно статора и ротора; при $l_1 = l_2$

$$k_{z2} = t_{z2}/(k_{з.с} b_{z2});$$

магнитная индукция в зубцах ротора

$$B_{z2}=k_{z2}B_\delta;$$

длина магнитной силовой линии в зубцах ротора

$$L_{z2}=2d.$$

МДС на зубцы ротора (на пару полюсов)

$$F_{z2}=H_{z2}L_{z2},$$

где H_{z2} определяется по кривой намагничивания.

Определяется МДС спинки ротора:

$$F_{j2}=H_{j2}L_{j2},$$

где $L_{j2}=\pi D_{\text{р.ср}}/2p$; $D_{\text{р.ср}}=D_\text{р}-2h_{z2}-h_{j2}$; h_{j2} — высота спинки ротора; H_{j2} — напряженность поля в спинке ротора.

Величина h_{j2} определяется по формуле

$$h_{j2}=(D_\text{р}-2h_{z1}-D_{i2})/2-2n_{\text{о.в}}d_{\text{о.в}}/3,$$

где D_{i2} — внутренний диаметр ротора (отверстие под вал); $n_{\text{о в}}$ — число рядов осевых вентиляционных каналов; $d_{\text{о.в}}$ — диаметр осевого вентиляционного канала; при отсутствии вентиляционных каналов член $2n_{\text{о в}}d_{\text{о в}}/3$ равен нулю.

Величина напряженности поля H_{j2} определяется по индукции в спинке якоря

$$B_{j2}=\Phi_{\delta 0}\cdot 10^4/(2S_{j2}),$$

где $S_{j2}=h_{j2}k_{\text{з с}}l_2$ — площадь поперечного сечения спинки ротора.

При расчете МДС спинки ротора двухполюсных машин принимается, что магнитный поток проходит также через вал двигателя, но индукция в ярме остается неизменной вдоль полюсного деления. Напряженность H_{j2} определяется по основной кривой намагничивания. В связи с этим для спинки ротора двухполюсного двигателя принимается

$$h_{j2}=(D_\text{р}-2h_{z2})/2,\ L_{j2}=2h_{j2}.$$

При расчете асинхронной машины величиной α_i приходится задаваться. После выполнения расчета необходимо уточнить значение α_i. Как показывают исследования, величина α_i существенно зависит от насыщения зубцовых зон и спинок статора и ротора. Если обозначить отношения МДС зубцов и спинок МДС воздушного зазора коэффициентами

$$k_{\mu z}=(F_{z1}+F_{z2})/F_\delta;\ k_{\mu\text{сп}}=(F_{j1}+F_{j2})/F_\delta,$$

то для определения α_i можно воспользоваться кривыми, приведенными на рис. 4.12.

От величины α_i зависит и величина коэффициента формы кривой поля $k_\text{ф}$ (рис. 4.13).

Суммарная МДС магнитной цепи F_Σ позволяет определить величину тока намагничивания (реактивную составляющую тока холостого хода)

$$I_{0m}=1{,}11\ pF_\Sigma/(m_1 w_{\text{ф}1} k_{\text{о}1}), \tag{4.54}$$

где m_1 — число фаз обмотки статора.

При $m_1=3$

$$I_{0m}=0{,}37\ pF_\Sigma/(w_{\text{ф}1} k_{\text{о}1}). \tag{4.55}$$

После определения тока намагничивания производится проверка коэффициента рассеяния потока $k_{\sigma 0}$:

$$k_{\sigma 0}=I_{0m}X_{s1}/(U_{\text{ф}1}-I_{0m}X_{s1}).$$

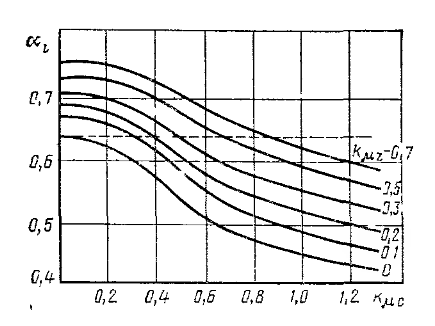


Рис. 4.12 Зависимости расчетного коэффициента полюсного перекрытия от относительного значения МДС спинок статора и ротора при различных относительных значениях МДС зубцовых зон

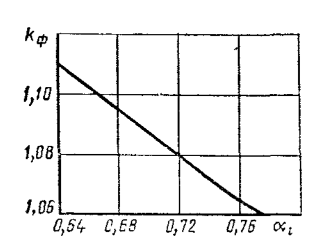


Рис. 4.13. Зависимость коэффициента $k_\text{ф}$ от коэффициента α_i

Если значения коэффициентов α_i, $k_\text{ф}$, k_σ расходятся с принятыми в начале расчета, то необходимо вновь произвести расчет магнитной цепи и намагничивающей составляющей первичного тока.

Ток холостого хода

$$I_0=\sqrt{I_{0m}^2+I_{0\text{a}}^2}, \tag{4.56}$$

где $I_{0\text{a}}=P_0/(m_1 U_{\text{ф}1})$ — активная составляющая тока холостого хода, P_0 — потери синхронного холостого хода, $P_0=P_\text{ст}+m_1 I_0^2 r_1$; $P_\text{ст}$ — потери в стали [рассчитываются согласно (4.9)].

Коэффициент мощности синхронного холостого хода

$$\cos\varphi_0=I_{0\text{a}}/I_0.$$

Коэффициент насыщения

$$k_\mu=F_{\Sigma 0}/F_\delta.$$

Составляющая намагничивающего тока на воздушный зазор (А)

$$I_\delta = I_{0m}/k_\mu.$$

Составляющая намагничивающего тока на сталь

$$I_{ст} = I_{0m}(F_{\Sigma 0} - F_\delta)/F_\Sigma = I_{0m}(1 - 1/k_\mu).$$

§ 4.7. РАСЧЕТ И ПОСТРОЕНИЕ МАГНИТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Для дальнейших расчетов асинхронной машины необходимо рассчитать и построить магнитную характеристику, которая представляет собой зависимость магнитной индукции воздушного зазора или ЭДС машины от намагничивающего тока

$$B_\delta = f(I_m) \text{ или } E_{ф1} = \varphi(I_m).$$

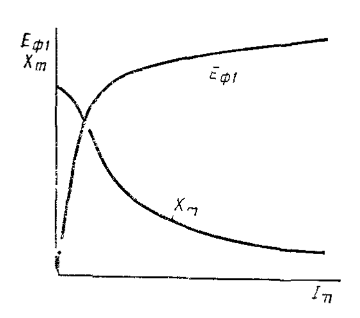


Рис 4.14. Характеристики намагничивающего контура $E_{ф1} = f(I_m)$ и $X_m = \varphi(I_m)$

Для построения магнитной характеристики необходимо выполнить расчеты магнитной цепи также для нескольких значений индукции B_δ или магнитного потока Φ_δ помимо значений их для режима холостого хода двигателя.

Прежде всего целесообразно рассчитать магнитную цепь для номинального генераторного режима. В этом случае можно выбрать $k_E = 1$ и поэтому

$$\Phi_{\delta н} = k_E U_{ф1}/(4k_ф k_{o1} w_{ф1} f) = U_{ф1}/(4k_ф k_{o1} w_{ф1} f), \quad (4.57)$$

$$B_{\delta н} = [\Phi_{\delta н}/(\alpha_i l_i \tau)] \cdot 10^4. \quad (4.58)$$

МДС воздушного зазора, магнитные индукции в зубцах статора и ротора изменяются прямо пропорционально магнитной индукции воздушного зазора. Магнитные индукции в спинках статора и ротора зависят от расчетного значения коэффициента полюсного перекрытия:

$$B_{j1} = B_{j10}(\alpha_i/\alpha_{i0})(B_\delta/B_{\delta 0}); \quad B_{j2} = B_{j20}(\alpha_i/\alpha_{i0})(B_\delta/B_{\delta 0}),$$

где B_{j10}, B_{j20}, α_{i0} — величины для режима холостого хода.

Подсчет МДС отдельных участков магнитной цепи и суммарной МДС на пару полюсов производится так же, как и для режима холостого хода.

Намагничивающий ток

$$I_m = I_{m0} F_\Sigma / F_{\Sigma 0}.$$

Значение ЭДС $E_{ф1}$ для каждого значения $B_\delta(\Phi_\delta)$ определяется известным выражением

$$E_{ф1}=4k_ф k_{о1} w_{ф1} f \Phi_\delta. \qquad (4.59)$$

Для каждого значения I_m можно подсчитать индуктивное сопротивление цепи намагничивания

$$X_m=E_{ф1}/I_m. \qquad (4.60)$$

Кривые $E_{ф1}$ и X_m в зависимости от тока I_m представлены на рис. 4.14. Эти кривые характеризуют степень насыщения магнитной цепи машины. Точке холостого хода (рис. 4.1, *б*) генераторного режима при $E_{ф1}=E_{ф0}$ соответствует значение тока намагничивания $I_m=I_{m0}$ и значение индуктивного сопротивления цепи намагничивания $X_m=X_{m0}$. Кривые $E_{ф1}$, $X_m=f(I_m)$ используются при расчете характеристик машины в двигательном и генераторном режимах.

§ 4.8. ПОСТРОЕНИЕ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для построения рабочих характеристик асинхронной машины удобнее всего воспользоваться круговой диаграммой, которая устанавливает связь между параметрами машины и ее выходными характеристиками.

На рис. 4.15 приведена уточненная круговая диаграмма (по Костенко [19]), разработанная Я. Л. Витенбергом для практического использования асинхронной машины.

Для построения этой круговой диаграммы необходимо иметь следующие данные: $U_{ф1}$, I_{0m}, $I_{0а}$, r_1, X_{s1}, r_2', X'_{s2}. Значения активных и индуктивных сопротивлений применительно к рассматриваемой круговой диаграмме берутся уточненными:

$$r_1 \qquad X'_{s1}=X_{s1}(1+k_\sigma),$$

$$r''_2=r'_2(1+k_\sigma)^2, \qquad X''_{s2}=X'_{s2}(1+k_\sigma)^2,$$

$$1+k_\delta=1+I_{0m}X_{s1}/(U_{ф1}-I_{0m}X_{s1}), \qquad X''_к=X'^1_s+X''_{s2}.$$

Здесь $(1+k_\sigma)$ — так называемый первичный коэффициент рассеяния Гейланда.

Активные сопротивления обмоток статора и ротора r_1 и r_2' подсчитывают для ожидаемой температуры перегрева.

Для очень маленьких двигателей, для которых $r_1^2/X_m>$ $>0,03(X_к'')$; $X_к''=X'_{s1}+X_{s2}''+r_1^2/X_\mu$,

где $X_\mu=(U_{ф1}-I_{0m}X_{s1})/I_{0m}$.

Для данной круговой диаграммы справедливы соотношения:

а) диаметр круга круговой диаграммы

$$D_к=U_{ф1}/X''_к;$$

б) тангенс угла поворота линии центра

$$\operatorname{tg} 2\psi = 2I_{0m} r_1 / U_{ф1};$$

в) тангенс угла наклона полезной мощности

$$\operatorname{tg} \alpha_{s=1} = r''_к / X''_к;$$

г) тангенс угла наклона линии моментов

$$\operatorname{tg} \alpha_{s=\infty} = r_1 / X''_к.$$

Построение круговой диаграммы (рис. **4.15**) **производится** в **следующем** порядке (практический метод):

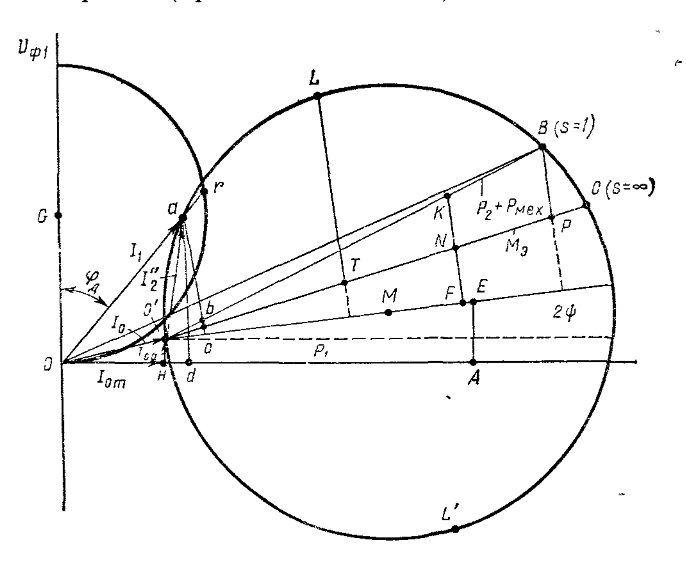


Рис. 4.15. Круговая диаграмма асинхронной машины

1. Задаются масштабом тока $m_а$ (1 мм—$m_а$).

2. Из точки G, расположенной по оси ординат на расстоянии 50 мм от начала координат O, радиусом $R=50$ мм проводится полуокружность, шкала коэффициентов мощности $\cos\varphi$.

3. По оси абсцисс откладывается отрезок $\overline{OH}=I_{0m}/m_а$, изображающий реактивную составляющую тока холостого хода.

4. Из точки H перпендикулярно оси абсцисс откладывается отрезок $\overline{HO'}=I_{0а}/m_а$, изображающий активную составляющую тока холостого хода.

5. Из точки A на оси абсцисс, отстоящей от начала координат на расстоянии $\overline{OH}+100$ мм, перпендикулярно оси абсцисс откладывается отрезок

$$\overline{AE} = (\overline{HO'} + 100 \operatorname{tg}\psi).$$

6. Через точки O' и E проводится линия центра; на ней откладывается отрезок $\overline{O'M}=D_к/2m_а$. Из точки M радиусом, равным $D_к/2m_а$, проводится окружность круговой диаграммы.

7. Из точки F на линии центра, отстоящей от точки O' на расстоянии 100 мм ($\overline{O'F}=100$ мм), восстанавливается перпендикуляр к линии центра. На этом перпендикуляре откладываются два отрезка (мм)

$$\overline{FN}=100\,\mathrm{tg}\,\alpha_{s=\infty};\quad \overline{FK}=100\,\mathrm{tg}\,\alpha_{s=1}.$$

Через точки N, K и O' проводятся прямые до пересечения с окружностью (прямые $\overline{O'C}$ и $\overline{O'B}$). Точка B соответствует скольжению $s=1$, точка C — скольжению $s=\infty$.

В результате построений получаем круговую диаграмму. Значения отдельных отрезков на диаграмме следующие (отрезки измеряются в мм): $\overline{Oa}m_а$ — ток фазы статора I_1 (соответствующий некоторой точке a на окружности диаграммы), А; $\overline{O'a}m_а$ — ток ротора I_2'', приведенный к эквивалентной схеме, А; $\overline{Or}/100$ — коэффициент мощности $\cos\varphi_д$; $\overline{OO'}m_а$ — ток холостого хода I_0, А; $\overline{OB}m_а$ — ток короткого замыкания $I_к$, А; $\overline{O'B}$ — линия полезной мощности; $\overline{O'C}$ — линия моментов; $\overline{ad}m_P$ — потребляемая мощность, Вт; m_P — масштаб мощностей, Вт/мм; $m_P=m_1U_{ф1}m_а$.

Отрезок $\overline{ad}$ перпендикулярен оси абсцисс; $\overline{ab}m_P$ — мощность на валу плюс механические потери, Вт; $\overline{bC}m_P$ — потери в меди ротора $P_{м2}$, Вт; $\overline{aC}m_м$ — момент электродвигателя на валу плюс момент механических потерь (электромагнитный момент двигателя), Н·м; $m_м$ — масштаб моментов, Н·м/мм; $m_м=9{,}75\ m_P/n_c$, m_P — масштаб мощностей, Вт/мм; n_c — синхронная частота вращения, об/мин.

Отрезок $\overline{aC}$ перпендикулярен линии центра; $\overline{BP}m_м$ — пусковой момент электродвигателя $M_{пуск}$; $\overline{LT}m_м$ — максимальный электромагнитный момент двигателя $M_{э.макс}$ в двигательном режиме, Н·м.

Точка L делит дугу $O'C$ пополам.

Примечания: 1. Отрезки, изображающие потребляемые мощности, проводятся перпендикулярно оси абсцисс.

2 Отрезки, изображающие мощности на валу, потери в роторе и моменты, проводятся перпендикулярно линии центра.

Дуга $O'LB$ соответствует двигательному режиму, дуга BC — режиму противовключения, а дуга $O'L'C$ — генераторному режиму.

Круговая диаграмма позволяет определить основные расчетные величины двигателя.

Между окружностью круговой диаграммы и линией полезной мощности вписывается отрезок $\overline{ab}$ (рис. 4.15), соответствующий расчетной мощности на валу

$$\overline{ab}=(1{,}005P_2+P_{мех})/m_P;$$

P_2 — расчетная мощность, Вт; $P_{мех}$ — механические потери, Вт.

Если заданным является момент на валу, то между окружностью круговой диаграммы и линией моментов вписываем отрезок $\overline{ac}$, соответствующий заданному моменту,

$$\overline{ac}=(M+M_{P\,\text{мех}})/m_{\text{м}},$$

где $M_{P\,\text{мех}}$ — момент механических потерь, Н·м,

$$M_{P\,\text{мех}}=(9{,}75\,P_{\text{мех}})/n_{\text{с}};$$

$P_{\text{мех}}$ — мощность, Вт.

Затем определяется ток фазы I_1 по величине отрезка $\overline{Oa}$:

$$I_1=\overline{Oa}\,m_{\text{а}}.$$

Приведенный к эквивалентной схеме ток ротора

$$I_2''=\overline{O'a}\,m_{\text{а}}.$$

Коэффициент мощности

$$\cos\varphi_1=\overline{Or}/100.$$

Потребляемая мощность

$$P_1=mU_{\text{ф}1}I_1\cos\varphi_{\text{д}}.$$

Потери в меди статора

$$P_{\text{м}1}=m_1I_1^2r_1.$$

Потери в меди ротора

$$P_{\text{м}2}=m_1I_2''^2r_2''.$$

Механические потери $P_{\text{мех}}$ определяются расчетным путем или на основании опытных данных по выполненным аналогичным машинам

Добавочные потери

$$P_{\text{доб}}=0{,}05\,P_2.$$

Потери в стали берутся согласно (4.9).

Сумма потерь

$$\sum P=P_{M1}+P_{M2}+P_{\text{ст}}+P_{\text{мех}}+P_{\text{доб}}.$$

Мощность на валу P_2 (полезная мощность)

$$P_2=P_1-\sum P.$$

Коэффициент полезного действия (%)

$$\eta=P_2/P_1\cdot 100.$$

Скольжение (%)

$$s=(P_{M2}\cdot 100)/(P_2+P_{\text{мех}}+P_{M2}).$$

Частота вращения

$$n = n_{\text{с}}(100 - s)/100.$$

Максимальный вращающий момент двигателя

$$M_{\text{макс}} = \overline{LT} m_M - M_{P\text{мех}}.$$

Пусковой момент двигателя (Н·м)

$$M_{\text{пуск}} = \overline{BP} m_M.$$

Ток в стержне короткозамкнутого ротора

$$I_{\text{ст}} = [2m_1 I_2''(1 + k_\sigma) w_{\text{ф1}} k_{01}]/z_2.$$

Ток в короткозамкнутом кольце

$$I_{\text{к}} = I_{\text{ст}}/(2 \sin \pi p/z_2).$$

Плотность тока в обмотке статора (А/мм²)

$$J_{a1} = I_1/(S_{a1} a_1 a_2).$$

Линейная нагрузка статора (А/см)

$$A = 2m_1 I_1 w_{\text{ф1}}/(\pi D).$$

Плотность тока в стержне короткозамкнутого ротора (А/мм²)

$$J_{\text{ст}} = I_{\text{ст}}/S_{\text{ст}}.$$

Плотность тока в короткозамкнутом кольце

$$J_{\text{к}} = I_{\text{к}}/S_{\text{к}}.$$

С помощью круговой диаграммы можно рассчитать и построить характеристики асинхронного двигателя. Для этого на круговой диаграмме строится шкала скольжений (рис. 4.16) одним из указанных ниже способов.

Первый способ. На окружности круговой диаграммы выбирается точка P (полюс), которая соединяется с точкой холостого хода O' ($s = 0$), с точкой короткого замыкания B ($s = 100\%$) и с точкой C ($s = \infty$).

Между линиями $O'P$ и $O'C$ параллельно линии PC вписывается отрезок, который делится на 100 частей (шкала скольжения).

Вписываемый отрезок проходит через точку пересечения линий OC и PB. Удобная делимость вписанного отрезка достигается выбором точки P (полюса).

Второй способ. За полюс выбирается точка холостого хода O'. Шкала скольжений вписывается параллельно линии моментов между линией полезной мощности и перпендикуляром к линии центра в точке холостого хода Пересечение отрезка (или его продолжения) вторичного тока I_2'' какой-либо нагрузочной точки со шкалой определит на шкале соответствующее этой точке скольжение.

После построения шкалы скольжений окружность круговой диаграммы разбивается на ряд точек. По этим точкам определяются следующие величины: I_1, $\cos\varphi_д$ и $M_э$. Для получения момента на валу из электромагнитного момента $M_э$ вычитается момент механических потерь

$$M = M_э - M_{мех}.$$

После определения I_1, $\cos\varphi_д$ и M строятся кривые зависимостей

$$I_1 = f(s),\ \cos\varphi_д = \varphi(s),\ M = \psi(s).$$

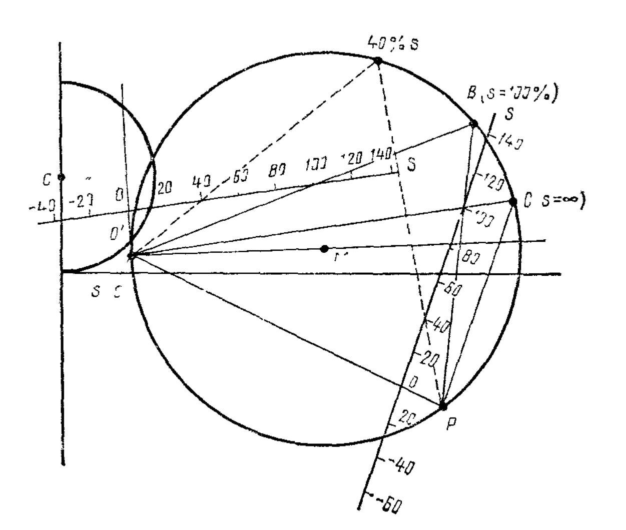


Рис. 4.16. Круговая диаграмма и шкалы скольжений для расчета и построения характеристик асинхронного двигателя

§ 4.9. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ И КПД В АСИНХРОННОЙ МАШИНЕ

В асинхронной машине происходят следующие потери энергии: в обмотках статора и ротора P_{M1}, P_{M2}, в стали статора и ротора $P_{ст1}$ и $P_{ст2}$, механические $P_{мех}$, добавочные $P_{доб}$, в возбуждающих и регулирующих устройствах $P_{в\,р}$.

Суммарные потери

$$\sum P = P_{M1} + P_{M2} + P_{ст1} + P_{ст2} + P_{мех} + P_{доб} + P_{в.р}. \quad (4.61)$$

В генераторном режиме имеются потери $P_{в\,р}$.

Потери в обмотках статора и ротора, обусловленные протекающими по этим обмоткам токами, соответственно

$$P_{M1} = m_1 I_1^2 r_1,\ P_{M2} = m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r_2'. \quad (4.62)$$

Потери в стали статора определяются как сумма потерь в зубцах P_{z1}, спинке якоря P_{j1} и пульсационных потерь $P_{пульс1}$:

$$P_{\text{сг}}=P_{z1}+P_{j1}+P_{\text{пульс}},$$

$$P_{z1}=k_{\text{т}}\left[k_{\text{г}}\sigma_{\text{г}}f_1/400+k_{\text{в}}\sigma_{\text{в}}(f_1/400)^2\right]B^2_{z1\text{ср}}M_{z1}, \qquad (4.63)$$

$$P_{j1}=k_{\text{т}}\left[k_{\text{г}}\sigma_{\text{г}}f_1/400+k_{\text{в}}\sigma_{\text{в}}(f_1/400)^2\right]B^2_{j1}M_{j1}, \qquad (4.64)$$

$$P_{\text{пульс}1}=k_{\text{г}}\sigma_{\text{в}}(f_{z1}B_{\text{п}1}/100)^2 M_{z1}, \qquad (4.65)$$

где $k_{\text{т}}$ — технологический коэффициент, $k_{\text{т}}\approx 2$ для зубцов якоря и $k_{\text{т}}\approx 1{,}4$ для ярма якоря; $\sigma_{\text{г}}$ и $\sigma_{\text{в}}$ — коэффициенты, зависящие от марки стали и толщины листа (см. табл. 6.6); $k_{\text{г}}$ — коэффициент, учитывающий неравномерность распределения магнитной индукции по толщине листа; при частоте 400 Гц магнитная индукция практически не изменяется по толщине листа и поэтому можно принять $k_{\text{г}}=1$; $B_{z1\text{ср}}$ и B_{j1} — магнитные индукции соответственно в зубце и в спинке якоря статора; $B_{\text{п}1}$ — амплитуда пульсаций магнитной индукции в зубцах статора,

$B_{\text{п}1}=\gamma_{z2}\delta B_{z\text{ср}}/(2t_{z1\,\text{мин}})$, где $\gamma_{z2}=\dfrac{(b_{\text{щ}1}/\delta)^2}{5+b_{\text{щ}2}/\delta}$; M_{z1} и M_{j1} — масса зубцов и спинки якоря статора.

Пульсационные потери $P_{\text{пульс}}$ возникают вследствие зубчатого строения ротора.

Для подсчета потерь в стали ротора можно применить те же формулы, что и для статора; в этих формулах, однако, вместо f_1 необходимо подставить частоту тока ротора f_2. Так как частота f_2 мала. то потери в роторе при нормальной частоте вращения обычно малы, вследствие чего этими потерями обычно пренебрегают.

К механическим относятся потери от трения в подшипниках и вентиляционные потери. Относительное значение механических потерь зависит от частоты вращения и мощности машины. При уменьшении частоты вращения и увеличении мощности асинхронной машины относительное значение ее механических потерь уменьшается. У асинхронных двигателей при частоте 400 Гц и мощности от 0,5 до 5 кВт относительные значения механических потерь $P_{\text{мех}}/P_{\text{ном}}=0{,}1\div 0{,}03$.

Потери от трения в подшипниках качения асинхронных машин, потери трения о воздух и потери на вентилятор можно подсчитать по формулам (2.303)—(2.306). Величину механических потерь для асинхронных генераторов можно принимать от 0,03—0,02 до 0,015—0,01 от номинальной активной мощности. Первые величины потерь характерны для генераторов мощностью, измеряемой единицами кВ·А, а вторые — для генераторов мощностью в десятки кВ·А частотой 400 Гц.

Добавочные потери обусловлены высшими гармониками МДС, пульсациями главного магнитного потока, наличием массивных деталей в конструкции и др. Добавочные потери обычно принимаются равными 0,01 от активной мощности генератора.

Потери $P_{\text{вр}}$ складываются из потерь в конденсаторах $P_{\text{к}}$ и потерь в цепи регулирования $P_{\text{р}}$.

Потери в конденсаторах определяются углом потерь $\operatorname{tg}\delta$:

$$P_к = P_в \operatorname{tg}\delta = 2\pi \cdot 10^{-6} m_1 f_1 C_к U_C^2 \operatorname{tg}\delta. \qquad (4.66)$$

Если конденсаторы соединены в звезду, то $U_C = U_{ф1}$, а если в треугольник, то $U_C = \sqrt{3}\, U_{ф1}$. Но так как при заданной реактивной мощности конденсаторов $P_р$ емкость их уменьшается в три раза, то потери в конденсаторах получаются одинаковыми.

Величина угла потерь $\operatorname{tg}\delta$ возрастает с увеличением частоты. В диапазоне частот 400—1000 Гц это возрастание небольшое. Для конденсаторов К75-10 величина $\operatorname{tg}\delta$ при температуре 100° С не превышает 0,008; для конденсаторов К71-4 при температуре 85° С $\operatorname{tg}\delta \leqslant 0{,}002$; для конденсаторов МБГ4 при температуре 70° С $\operatorname{tg}\delta \leqslant 0{,}015$.

Потери в цепи регулирования зависят от системы регулирования. При выборе системы регулирования с подмагничиванием спинки якоря

$$P_р = m_1 U_{ф1} k_I I_{п.макс} / \eta_{сх}, \qquad (4.67)$$

где k_I — коэффициент преобразования тока в схеме выпрямления; $I_{п.макс}$ — максимальное значение тока в подмагничивающей обмотке; $\eta_{сх}$ — КПД схемы преобразования переменного тока в постоянный, принимаемый $\eta_{сх} \approx 0{,}85$.

КПД асинхронной машины:

а) для двигательного режима

$$\eta_д = [(P_1 - \sum P)/P_1]\, 100; \qquad (4.68)$$

б) для генераторного режима

$$\eta_г = 1 - \sum P/(P \cos\varphi + \sum P), \qquad (4.69)$$

где P — полная отдаваемая мощность генератора.

§ 4.10. ПОСТРОЕНИЕ ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Исходными данными для построения внешних характеристик асинхронного генератора являются полученные в результате поверочного расчета характеристики магнитной цепи генератора $E_{ф1} = f(I_m)$ и $X_m = \varphi(I_m)$ (см. рис. 4.14), а также значения X_{s1}, X_C и заданный коэффициент мощности нагрузки $\cos\varphi$. Значение X_C определяется по уточненной при поверочном расчете точке холостого хода генератора (точка A на рис. 4.1, *б*). Числовое значение X_C равняется $X_C = X_{s1} + X_{m0}$, где $X_{m0} = E_{ф0}/I_{m0}$.

Ниже излагается методика построения внешних характеристик асинхронных генераторов, разработанная В. А. Балагуровым, А. А. Кецарисом и В. В. Лохниным.

Внешняя характеристика строится на основании схемы замещения (см. рис. 4.2) и векторной диаграммы напряжения (см. рис. 4.3) генератора. При этом задаются произвольными значениями

нагрузки от нуля до максимального и определяются величины сопротивлений нагрузки: активная составляющая — $R_н = (U_н/I)\cos\varphi$, индуктивная составляющая — $X_н = (U_н/I)\sin\varphi$, где $U_н$ — номинальное фазное напряжение генератора. По существу задаются различными значениями сопротивлений нагрузки.

Приведенные сопротивления нагрузки генератора в схеме замещения (см. рис. 4.2) подсчитываются по формулам:

$$R_{вн} = R_н X_C^2/[R_н^2 + (X_н - X_C)^2], \tag{4.70}$$

$$X_{вн} = -[R_н^2 + X_н(X_н - X_C)]\, X_C/[R_н + (X_н - X_C)^2]. \tag{4.71}$$

Для расчета внешних характеристик воспользуемся уравнениями контурных токов в соответствии со схемой замещения:

$$\left.\begin{aligned} &[R_{вн} + r_1 + j(X_{вн} + X_{s1} + X_m)]\, I_1 + jX_m I_2 = 0,\\ &jX_m I_1 + [(r_2'/s) + j(X_{s2}' + X_m)]\, I_2 = 0. \end{aligned}\right\} \tag{4.72}$$

Условие протекания токов I_1 и I_2 имеет вид

$$\det\begin{vmatrix} R_{вн} + r_1 + j(X_{вн} + X_{s1} + X_m), & jX_m\\ jX_m, & j(X_{s2}' + X_m) \end{vmatrix} = 0. \tag{4.73}$$

Отсюда имеем два уравнения:

$$\left.\begin{aligned} &-(X_{вн} + X_{s1} + X_m)(X_{s2}' + X_m) + X_m^2 (R_{вв} + r_1)(r_2'/s) = 0,\\ &(R_{вн} + r_1)(X_{s2}' + X_m) + (X_{вн} + X_{s1} + X_m)(r_2'/s) = 0, \end{aligned}\right\} \tag{4.74}$$

в которых X_m и (r_2'/s) рассматриваем как неизвестные.

Введем обозначения:

$$X_m = x,\ X_{вн} + X_{s1} = a,\ X_{s2}' = b,$$

$$r_2'/s = y,\ R_{вн} + r_1 = c.$$

Тогда уравнения (4.74) примут вид

$$\left.\begin{aligned} &-(a + x)(b + x) + x^2 + cy = 0,\\ &c(b + x) + (a + x)\, y = 0. \end{aligned}\right\} \tag{4.75}$$

После разделения переменных получаем:

$$\left.\begin{aligned} &(a + b)\, x^2 + (a^2 + c^2 + 2ab)\, x + (a^2 + c^2)\, b = 0,\\ &y = (1/c)\,[ab + (a + b)\, x]. \end{aligned}\right\} \tag{4.76}$$

Эти уравнения позволяют найти значения X_m и s по заданной нагрузке

$$\left.\begin{aligned} &X_m = [-(a^2 + c^2 + 2ab) - \sqrt{(a^2 + c^2)^2 - 4b^2c^2}]/[2(a + b)],\\ &s = r_2' c/[ab + (a + b) X_m]. \end{aligned}\right\} \tag{4.77}$$

Таким образом, расчет точки внешней характеристики сводится к решению системы уравнений второй и первой степеней относительно X_m и r_2'/s.

После того как найдены значения X_m и r_2'/s, строят векторную диаграмму напряжений и определяют фазное напряжение генератора $U_{ф1}$ и ток нагрузки I. По найденному X_m из характеристик намагничивающего контура $E_{ф1}(I_m)$ определяют $E_{ф1}$ и I_m (см. рис. 4.14).

Затем подсчитывают величину приведенного вторичного тока I_2':

$$|I_2'| = E_{ф1}/\sqrt{(r_2'/s)^2 + (X_{s2}')^2}. \quad (4.78)$$

Векторная диаграмма напряжений (рис. 4.3) строится в такой последовательности.

Строится вектор фазной ЭДС $E_{ф1}$ в определенном масштабе.

Перпендикулярно вектору $E_{ф1}$ откладывается в соответствующем масштабе вектор тока I_m.

Определяется направление вектора I_2', величина которого уже известна; для этого определяется угол

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} r_2'/sX_{s2}' \quad (4.79)$$

или строятся отрезки: X'_{s2} — параллельно вектору I_m и $y = r_2'/s$ — перпендикулярно отрезку X'_{s2} (см. рис. 4.3); на гипотенузе прямоугольного треугольника с катетами X'_{s2} и y откладывается величина вектора I_2'.

Производится геометрическое сложение векторов I_m и I_2', что дает направление и величину тока I_1 якоря.

Из конца вектора $E_{ф1}$ в направлении, перпендикулярном I_1, откладывается вектор $jX_{s1}I_1$, а из конца вектора jI_1X_{s1} параллельно вектору I_1 (в обратном ему направлении) откладывается вектор Ir_1; геометрическая сумма векторов $E_{ф1}$, jI_1X_{s1} и Ir_1 определяет вектор $U_{ф1}$ — напряжение на нагрузке.

От вектора напряжения $U_{ф1}$ откладывается угол φ и находится направление вектора I.

Из конца вектора тока I_1 опускается перпендикуляр к вектору $U_{ф1}$ до пересечения с направляющей линией вектора I. Этот вектор — перпендикуляр в масштабе — соответствует емкостному току I_c и определяет на направляющей линии тока нагрузки вектор I — ток нагрузки; величину тока нагрузки можно определить с помощью соотношения:

$$I = (U_{ф1}/R_н)\cos\varphi. \quad (4.80)$$

Выполнив изложенные вычисления и построения векторной диаграммы напряжения для нескольких значений нагрузки, получаем расчетные значения токов и напряжения для построения внешней характеристики генератора.

Существенное влияние на внешнюю характеристику оказывает величина возбуждающей емкости (см. рис. 4.4, *а*). Использование

сравнительно больших емкостей приводит к повышению напряжения холостого хода и к большому насыщению магнитной системы генератора. Небольшие емкости обусловливают быстро спадающие внешние характеристики и уменьшение отдаваемой мощности генератором.

§ 4.11. РАСЧЕТ ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ РЕГУЛИРОВАНИИ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ СПИНКИ ЯКОРЯ

Для стабилизации и регулирования напряжения асинхронных генераторов применяется ряд способов: изменение емкости шунтирующих конденсаторов, применение управляемых дросселей насыщения и различных стабилизаторов напряжения, подмагничивание спинки якоря. Последний способ регулирования напряжения достаточно прост и эффективен — он обеспечивает высокую точность регулирования напряжения и представляет большой интерес для практики.

Так как наличие МДС обмотки подмагничивания изменяет исходную кривую намагничивания машины, то расчет внешней характеристики для данной постоянной МДС подмагничивания сводится к учету этого изменения. Задачу нахождения магнитной характеристики машины при воздействии постоянной МДС обмотки подмагничивания можно решить, рассмотрев схему магнитных проводимостей машины с подмагничиванием спинки якоря (рис. 4.17).

Наличие МДС подмагничивания вызывает изменения магнитного состояния спинки якоря и магнитных потоков в частях спинки якоря. В одной части спинки якоря МДС подмагничивания и МДС возбуждения направлены встречно, а в другой части — согласно. Это обусловливает разницу в величине потоков Φ_{j1} и Φ_{j2} (рис. 4.17).

Для построения искомой кривой намагничивания при действии МДС обмотки подмагничивания $F_{п}$ можно принять следующий порядок (рис. 4.18).

Строим частичные характеристики (на пару полюсов):

$$\Phi_{ц}=F\sum G=F\,(G_\delta+G_{z1}+G_{z2}+2G_{j2}) \quad и \quad \Phi_j=F_jG_j,$$

т. е. характеристики магнитной цепи без учета падения магнитного напряжения в спинке якоря и отдельно спинки якоря.

Смещаем характеристику спинки якоря $\Phi_j=F_{j1}G_j$ вправо и влево на $F_{п}/2p=F_{п\tau}$. Получаем новые характеристики Φ'_j и Φ''_j. Суммируя ординаты этих характеристик (ординаты характеристик $\Phi'_j=F_jG'_j$ и $\Phi''_j=F_jG''_j$), в правом квадранте (рис. 4.18) получаем зависимость результирующего потока в спинке якоря $\Phi_{jэ}=F_jG_{jэ}$ при данной постоянной МДС подмагничивания. Здесь $G_{jэ}$ — эквивалентное значение проводимости параллельных участков спинки якоря при действии МДС $F_{п\tau}$ (рис. 4.18). Кривая потока $\Phi_{jэ}$ идет ниже кривой $\Phi_{j\Sigma}=2F_jG_j$, построенной для случая $F_{п\tau}=0$.

Суммируя абсциссы характеристик $\Phi_ц = F\Sigma G$ и $\Phi_{jэ} = F_j G_{jэ}$, при одинаковых потоках получаем искомую кривую намагничивания $\Phi_\delta = F_m(\Sigma G + G_{jэ}) = f(F)$ при $F_{пτ} = \text{const} > 0$. Эта кривая идет ниже кривой $F_\delta = F_m(\Sigma G + 2G_j) = f(F)$, построенной для случая, когда $F_{пτ} = 0$.

Кривая $\Phi_\delta = f(F)$, построенная при наличии МДС подмагничивания $F_{пτ} = \text{const}$, позволяет построить кривые фазной ЭДС и индуктивного сопротивления цепи намагничивания от тока намагничивания:

$$E_{ф1} = f(I_m) \text{ и } X_m = \varphi(I_m).$$

Общая МДС подмагничивающей $F_п = F_{пτ} 2p$.

Затем производим расчет и построение семейства внешних характеристик при различных $F_п = \text{const}$ методом, изложенным в § 4.10. При наличии МДС $F_п$ внешние характеристики (см. рис. 4.4, *б*) располагаются ниже, чем при $F_п = 0$. По семейству внешних легко можно построить регулировочную характеристику.

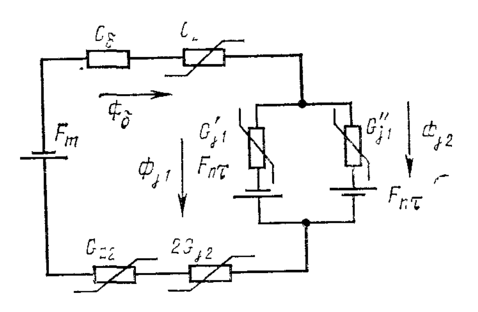


Рис. 4.17. Схема замещения магнитных проводимостей магнитной цепи асинхронного генератора с подмагничиванием спинки якоря на пару полюсов:

F_m — МДС возбуждения; $F_п$ — МДС подмагничивания на полюс; G_δ, G_{z1}, G_{z2}, G_{j2}, G_{j1}', G_{j1}'' — соответственно проводимости воздушного зазора, зубцов статора и ротора, спинки ротора и двух частей спинки якоря

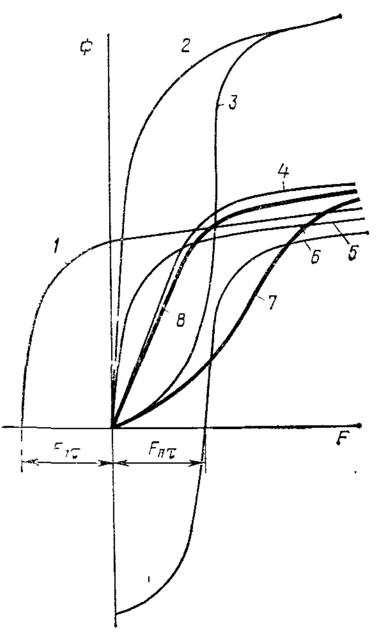


Рис. 4.18 Графическое построение характеристики магнитной цепи асинхронного генератора при действии МДС подмагничивания спинки якоря $F_п$:

1 — $\Phi'_j = f(F)$; *2* — $\Phi_j\Sigma = f(F)$ при $F_{пτ} = 0$; *3* — $\Phi_{jэ} = f(F)$; *4* — $\Phi_ц = f(F)$ — частичная характеристика, *5* — $\Phi_j = f(F)$ — характеристика спинки якоря; *6* — $\Phi_j'' = f(F)$; *7* — $\Phi_\delta = f(F)$ при $F_{пτ} \neq 0$; *8* — $\Phi_\delta = f(F)$ при $F_{пτ} = 0$

Как показывают расчеты и эксперимент, регулирование напряжения подмагничиванием спинки якоря для асинхронных генераторов является более экономичным, чем для магнитоэлектрических генераторов.

§ 4.12. РАСЧЕТ ОБМОТКИ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ

Обмотка подмагничивания тороидально охватывает спинку якоря по всей его окружности. Одна сторона обмотки подмагничивания располагается в тех же пазах, что и якорная обмотка статора (рис. 4.19), а другая — во внешних пазах поверх спинки якоря. Витки обмотки подмагничивания в пазу якоря могут занимать значительную площадь (до 1/3 площади паза), что необходимо учитывать при проектировании паза статора.

Расчет обмотки подмагничивания проводится по максимальному значению МДС обмотки подмагничивания $F_{п\,макс}$, которое необходимо обеспечить для получения напряжения генератора, равного номинальному в режиме холостого хода. Теоретически характеристика $U_{ф1}=f(I)$ при $F_{п.макс}$ должна пройти через точку $U_н$. Практически для расчета выбирают $F_{п\,макс}$ таким, чтобы характеристика $U_{ф1}=f(I)$ пересекла ось ординат в точке несколько ниже точки $U_н$ (см. рис. 4.4). Это необходимо сделать для обеспечения нормальной работы системы регулирования тока в обмотке подмагничивания.

Рис. 4.19. Паз статора при наличии тороидальной подмагничивающей обмотки

1 — обмотка якоря, 2 — подмагничивающая обмотка, 3 — спинка якоря

Зная $F_{п\,макс}$, определяют площадь поперечного сечения провода обмотки подмагничивания:

$$S_п=F_{п.макс}l_{п.ср}(1+0{,}004\vartheta)/(57U_п), \qquad (4.81)$$

где $l_{п\,ср}$ — средняя длина витка обмотки подмагничивания, подсчитываемая по геометрическим размерам обмотки, м; ϑ — ожидаемый перегрев обмотки сверх 20° С; $U_п$ — напряжение непосредственно на обмотке подмагничивания.

Величина напряжения питания $U_п$ зависит от напряжения источника питания и рода тока, а также типа регулятора напряжения. При питании обмотки подмагничивания непосредственно с клемм генератора напряжением $U_ф/U_л=120/208$ В кроме выпрямительного устройства и регулятора тока приходится предусматривать понижающий трансформатор, чтобы напряжение на обмотке подмагничивания не было большим. При высоких значениях $U_п$ сечение провода получается небольшим, а число витков большим. Это усложняет технологию намотки обмотки. Падение напряжения на регуляторе зависит от его типа.

Величина максимального тока подмагничивания

$$I_{п.макс}=j_{п.макс}S_п, \qquad (4.82)$$

где $j_{п\,макс}$ — максимальная плотность тока (выбирается порядка 3—5 А/мм²).

Число витков подмагничивающей обмотки

$$w_п = F_{п.макс}/I_{п.макс}. \tag{4.83}$$

Максимальная мощность подмагничивающей обмотки

$$P_{п.макс} = r_п I^2_{п.макс}, \tag{4.84}$$

где $r_п$ — сопротивление обмотки подмагничивания,

$$r_п = \rho\,(w_п l_{п.ср}/S_п)\,(1 + 0{,}004\,\vartheta). \tag{4.85}$$

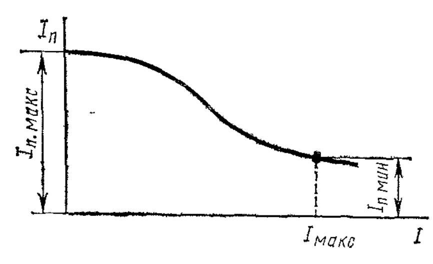


Рис. 4.20. Регулировочная характеристика генератора

Для подбора или проектирования регулятора напряжения необходимо знать регулировочную характеристику $I_п = f(I)$, т. е. зависимость тока подмагничивания $I_п$ от тока нагрузки (рис. 4.20).

ГЛАВА 5

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БЕСКОНТАКТНЫХ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНУТРИЗАМКНУТЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

§ 5.1. ОСОБЕННОСТИ УСТРОЙСТВА И РАБОЧЕГО ПРОЦЕССА В ГЕНЕРАТОРАХ С ВНУТРИЗАМКНУТЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

Бесконтактные синхронные генераторы с внутризамкнутым магнитопроводом (типа сексин) относятся к классу машин с радиальными и аксиальными полюсами. Они имеют неподвижные обмотки возбуждения и якоря (рис. 5.1) и благодаря этому обладают повы-

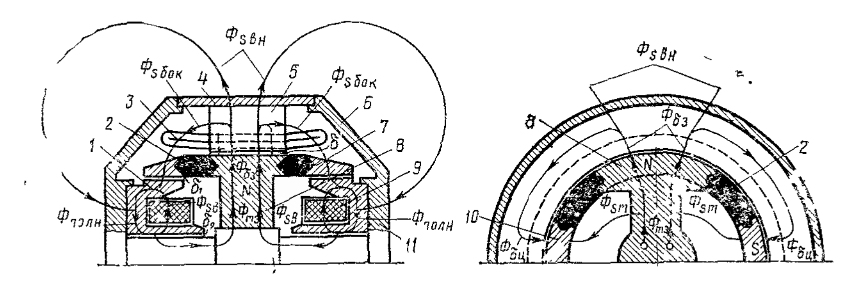


Рис. 5.1. Магнитная цепь генератора типа сексин с двусторонней системой возбуждения и пути магнитных потоков ($2p=4$):

1 — скоба обмотки возбуждения; 2 — немагнитная сталь; 3 — обмотка якоря, 4 — корпус; 5 — ярмо якоря; 6 — вал; 7 — замыкающее кольцо; 8 — северный полюс, 9 — обмотка возбуждения; 10 — южный полюс; 11 — щиты

шенной надежностью и способностью работать при высоких температурах [1].

Ротор сексина состоит из магнитопроводящего вала с выступами, которые являются полюсами одной полярности (например, северной), и полого цилиндра, образующего на участке якоря полюса другой полярности (южные — рис. 5.1). Южные и северные полюса механически представляют одно целое — сварную конструкцию, но в магнитном отношении разъединены. Конструктивная связь между ними осуществляется с помощью немагнитной стали 20ХН80 (ЭИ-702). Южные полюса объединяются с обеих сторон ротора замыкающими кольцами, представляющими часть сварного полого цилиндра. Обмотки возбуждения кольцевого типа неподвижны. Они размещаются в неподвижных скобах, закрепленных

на щитах генератора и, таким образом, вынесены за пределы активной зоны. Скобы являются частью магнитопровода генератора и отделены от трубы ротора воздушным зазором δ_1, а от вала ротора — воздушным зазором δ_2. Якорь имеет обычную конструкцию. Явновыраженные полюса с валом и замыкающие кольца с полюсами для высокоскоростных генераторов изготовляются из магнитной стали ОХН-3М с высокой механической прочностью. Скобы изготовляются из обычных магнитных сталей СТ-10, марки Э, гиперко-27.

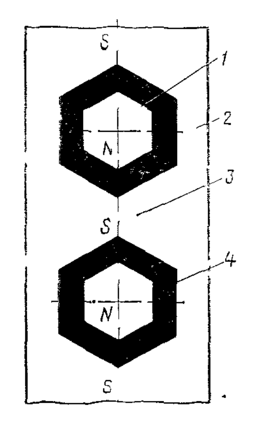


Рис 5 2 Развертка поверхности ротора двустороннего сексина

1 — (N—N) — полюсы северной полярности 2 — участки поверхности замыкающих колец из магнитной стали, 3 — (S—S) — полюсы южной полярности, 4 — участки поверхности немагнитной стали (20ХН80)

Развертка поверхности ротора представлена на рис. 5 2. Конфигурация полюсов — трапецеидальной, чтобы распределение потока вдоль оси полюса было близким к синусоидальному.

Генераторы типа сексин являются генераторами со знакопеременным магнитным потоком. Они имеют радиальные (выступающие) и аксиальные полюса. Магнитный поток замыкается (рис. 5.1 и 5.2) через вал, выступающий полюс N, рабочий воздушный зазор δ, магнитопровод якоря, рабочий воздушный зазор δ, полюс S в цилиндре ротора, кольцо цилиндра, воздушный зазор δ_1 и δ_2, скобу, вал. Таким образом, магнитный поток замыкается через радиальные и аксиальные участки магнитной цепи, наличие которых увеличивает длину пути потока, необходимую МДС для его проведения, и массу магнитопровода

Представленная на рис. 5.1 и 5.2 магнитная система является двусторонней, т. е. с двусторонней системой возбуждения. В некоторых случаях при небольшой мощности генераторов и нескольких машинах на валу (например, в преобразователях) целесообразно применить и одностороннюю конструкцию (рис. 5.3). Они могут выполняться с обмоткой возбуждения, утопленной под пакетом якоря и полюсами индуктора, что снижает их массу и уменьшает габаритные размеры.

Теория рабочего процесса и методика расчета генераторов типа сексин разработаны рядом авторов: В. Г. Андреевым, Б. С. Зечихиным, М.С. Радько, Э. А. Чварковым, Я. Л. Витенбергом, О. Г. Клочковым и др.

Характерной особенностью генераторов с внутризамкнутым магнитопроводом является наличие значительных внешних магнитных потоков (до 30% от полного) с якоря на кольцо $\Phi_{s\,бок}$ и на скобу $\Phi_{s\,вн}$ (см. рис. 5.1). Для односторонней конструкции (рис. 5.3) добавляются еще торцовые потоки рассеяния $\Phi_{т\,и}$. В результате этого индукции (и потоки) в воздушном зазоре под радиальным полюсом звезды $B_{\delta з}$ и под полюсом цилиндра $B_{\delta ц}$ неодинаковы (рис. 5.4). Ин-

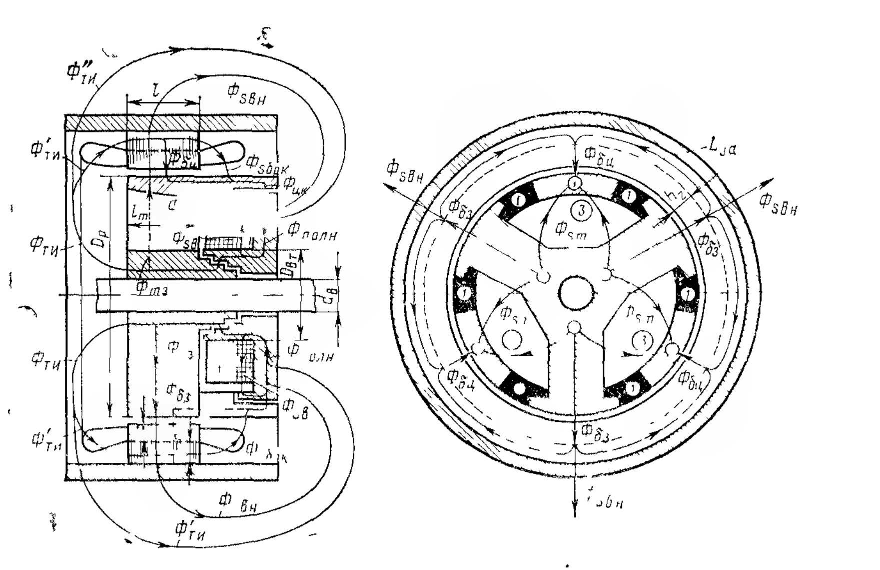


Рис 5 3 Магнитная цепь генератора типа сексин с односторонней системой возбуждения и пути магнитных потоков ($2p=6$)

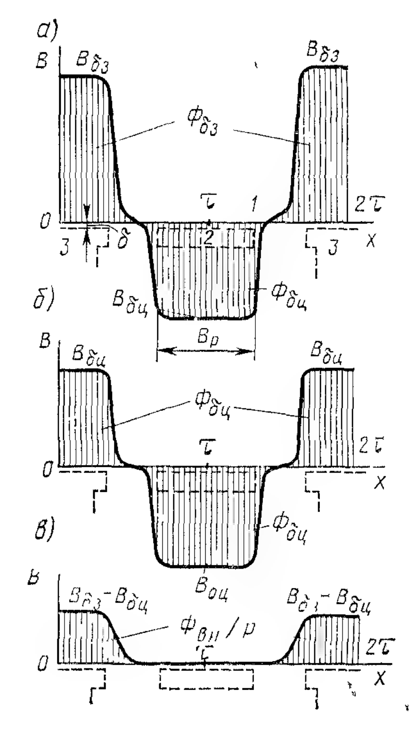


Рис 5 4 Кривые распределения поля

а — приближенное распределение магнитного поля в активном зазоре, *б* — симметричная составляющая поля *в* — несимметричная составляющая поля, *1* — поверхность якоря, *2* — полюс цилиндра, *3* — полюс звезды

дукция под полюсом звезды ольше, чем под полюсом ци.л н а

$$B_{\delta з} > B_{\delta ц}, \qquad (5.1)$$

так как внешние потоки рассеяния проходят через воздушный зазор под полюсом звезды и минуют воздушный зазор под полюсом цилиндра. Разница в индукциях $(B_{\delta з}—B_{\delta ц})$ может составлять $(0{,}3 \div 0{,}4) B_{\delta з}$ [11].

Магнитное поле в активном зазоре можно разложить на симметричную и несимметричную составляющие (рис. 5.4). Несимметричная составляющая поля аналогична по своему характеру полю индукторного генератора. Поэтому бесконтактная синхронная машина с внутризамкнутым магнитопроводом является по существу совмещением классической синхронной и индукторной машин.

Полезный поток в активном зазоре

$$\Phi_\delta = \Phi_{\delta ц} + k_{в.ис} (\Phi_{\delta з} - \Phi_{\delta ц}), \qquad (5.2)$$

где $\Phi_{\delta ц}$, $\Phi_{\delta з}$ — потоки в воздушном зазоре соответственно под полюсом цилиндра и звезды; $k_{в\,ис} = (\Phi_\delta - \Phi_{\delta ц})/(\Phi_{\delta з} - \Phi_{\delta ц})$ — коэффициент использования внешнего магнитного потока (подобен коэффициенту использования для индукторных машин).

Суммарный внешний одноименнополюсный поток

$$\Phi_{вн} = \Phi_{s вн} + 2\Phi_{s\,бок} = p\,(\Phi_{\delta з} - \Phi_{\delta ц}) \qquad (5.3)$$

— для генераторов с двусторонней системой возбуждения, и

$$\Phi_{вн} = \Phi_{s\,вп} + \Phi_{s\,бок} + \Phi_{т.и} = p\,(\Phi_{\delta з} - \Phi_{\delta ц}) \qquad (5.4)$$

— для генераторов с односторонней системой возбуждения.

Магнитный поток с торцовой поверхности индуктора

$$\Phi_{т.и} = \Phi'_{т.и} + \Phi''_{т.и}, \qquad (5.5)$$

где $\Phi'_{т.и}$ — часть потока с торцовой поверхности индуктора, попадающая в якорь машины и участвующая в наведении ЭДС в обмотке якоря; $\Phi''_{г.и}$ — часть потока, стекающего с торцовой поверхности индуктора, не попадающая в якорь машины и не участвующая в наведении ЭДС в обмотке якоря.

Магнитные потоки $\Phi_{\delta ц}$ и $\Phi_{вн}/p$ проходят по полюсу звезды, но не весь поток в зазоре под полюсом участвует в наведении ЭДС, что учитывается коэффициентом использования магнитного потока якоря $k_{и\,я}$:

$$k_{и.я} = \frac{\Phi_\delta}{\Phi_{\delta з}} = \frac{pB_{\delta ц} + k_{в.ис}\Phi_{вн}}{pB_{\delta ц} + \Phi_{вн}} = \frac{\Phi_{\delta ц} + k_{в.ис}\,\{\Phi_{вн}/p - [(2-N)/p]\,\Phi''_{т.и}\}}{\Phi_{\delta ц} + \{\Phi_{вн}/p - [(2-N)/p]\,\Phi''_{т.и}\}}, \qquad (5.6)$$

где $N=1$ — при несимметричной системе возбуждения и $N=2$ — при симметричной системе возбуждения.

Коэффициент $k_{и я}$ можно выразить через отношение магнитных индукций:

$$k_{и\ я}=B_\delta/B_{\delta з}, \qquad (5.7)$$

причем

$$B_{\delta ц}=\{(k_{и.я}-k_{в.ис})/[k_{и.я}(1-k_{в\ ис})]\}\,B_\delta. \qquad (5.8)$$

Здесь B_δ — расчетное значение индукции, соответствующее переменной составляющей магнитного потока Φ_δ.

Таким образом, коэффициент использования магнитного потока якоря определяет долю магнитного потока $\Phi_{\delta з}$, принимающего участие в наведении ЭДС в обмотке якоря.

Постоянная составляющая потока в полюсе звезды

$$(\Phi_{\delta з})_{пост}=(1-k_{в.ис})(\Phi_{\delta з}-\Phi_{\delta ц}). \qquad (5.9)$$

Для генераторов с внутризамкнутым магнитопроводом характерным является наличие значительных потоков рассеяния между полюсами, обусловленных сильно развитой магнитной цепью. Поток межполюсного рассеяния Φ_{sm} характеризуется коэффициентом межполюсного рассеяния

$$\sigma_{sm}=(\Phi_{\delta з}+\Phi_{sm})/\Phi_{\delta з}, \qquad (5.10)$$

который достигает значений 1,4—1,6.

Также значительны по величине потоки рассеяния обмотки возбуждения. Они характеризуются коэффициентом рассеяния обмотки возбуждения

$$\sigma_{sв}=\Phi_{полн}/\Phi'_{полн}=(\Phi'_{полн}+\Phi_{sв})/\Phi'_{полн}=1-\Phi_{sв}/\Phi_{полн}, \qquad (5.11)$$

где $\Phi_{полн}$ — полный поток, сцепленный с обмоткой возбуждения; $\Phi_{sв}$ — поток рассеяния обмотки возбуждения; $\Phi'_{полн}=\Phi_{полн}-$ $-\Phi_{sв}$ — поток через вал.

Генераторы типа сексин, являясь бесконтактными, имеют определенные достоинства: они надежны, легко выдерживают высокие температуры нагрева, допускают большие окружные скорости, превышающие 100 м/с, требуют малой мощности на регулирование, что особенно заметно при большом числе полюсов; имеют малый расход меди на обмотку возбуждения.

Генераторы типа сексин имеют и крупные недостатки: при одной и той же мощности они имеют массу примерно на 15—30% выше, чем у явнополюсных генераторов; наличие двух нерабочих зазоров с каждой стороны генератора увеличивает МДС обмотки возбуждения; конструкция ротора сложна для изготовления.

Как уже упоминалось, для сексинов характерен большой коэффициент рассеяния потока при нагрузке, достигающий 1,5—1,6. Это объясняется большими проводимостями рассеяния полюсов, замыкающего кольца и скобы. Заметно проявляются внешние и торцовые потоки рассеяния. Потоки рассеяния сильно загружают магнитную цепь, что приводит к увеличению сечения магнитопровода и его массы.

Большими рассеяниями потока объясняется и неблагоприятный характер внешних характеристик, которые являются крутопадающими. Ток короткого замыкания небольшой — он составляет 1,5—1,7 номинального. Поэтому сексины не допускают большой перегрузки. Обычно они проектируются на перегрузку, не превышающую 25% от номинальной мощности. Если их проектировать на двойную перегрузку, то они получаются очень тяжелыми.

Сексины имеют плохие регулировочные характеристики при индуктивной нагрузке в диапазоне перегрузок; при этом наблюдается резкое возрастание тока возбуждения. Поэтому регуляторы напряжения приходится проектировать на большую кратность регулирования.

Конструкция сексинов такова, что трудно выполнить демпферную клетку. Из-за больших потерь в массивном цилиндре, особенно в однофазном режиме, магнитопровод ротора сильно нагревается. Условия для охлаждения не являются благоприятными из-за сложного пути для охлаждающего воздуха. Поэтому сексин целесообразно строить до относительно небольшой мощности — 3—10 кВ·А.

Сексины имеют большую постоянную времени, поэтому не во всех системах электроснабжения они могут применяться. Область применения сексинов — это маломощные системы электроснабжения. Применение их в мощных системах электроснабжения не оправдано.

§ 5.2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНУТРИЗАМКНУТЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

Для расчета бесконтактных генераторов с внутризамкнутым магнитопроводом, как и для других типов авиационных генераторов, необходимо иметь техническое задание, в которое входят условия применения и технические условия. Условия применения содержат следующие параметры: давление воздуха, температура окружающей среды $\vartheta_{окр}$, влажность воздуха, ускорения вибраций, линейные ускорения, специальные условия применения. Технические условия содержат номинальную мощность $P_н$, номинальное напряжение $U_л/U_ф$, число фаз m, частоту вращения n, коэффициент мощности при номинальной нагрузке $\cos\varphi$, КПД η, режим работы, срок службы, особые условия.

Расчету генератора предшествует анализ технического задания, при котором выбирается тип генератора, его конструкция, система охлаждения, привод генератора.

Главные размеры рассматриваемых генераторов определяются из основного расчетного уравнения:

$$D^2 l_i = (6{,}1 \cdot 10^7 P')/(\alpha_\delta k_ф k_о A B_{\delta з} n k_{и.я}), \tag{5.12}$$

где D и l_i — соответственно диаметр расточки якоря и расчетная длина якоря (рис. 5.3 и 5.5); $P' = k_E P_н$ — расчетная мощность генератора, кВ·А; α_δ — расчетный коэффициент распределения магнит-

ного потока в рабочем зазоре, связывающий полезный поток Φ_δ и максимальную индукцию B_δ; $B_{\delta з}$ — магнитная индукция в воздушном зазоре под полюсом звезды, Тл.

Выражение (5.12) отличается от подобного известного выражения для явнополюсных классических (синхронных) генераторов наличием коэффициента использования магнитного потока якоря $k_{и.я} = \Phi_\delta/\Phi_{\delta з}$, расчетным коэффициентом воздушного зазора α_δ и выбором индукции в воздушном зазоре $B_{\delta з}$ под полюсом звезды. Так как $k_{и.я} < 1$, то объем синхронной машины с внутризамкнутым магнитопроводом при прочих равных условиях из-за наличия внешнего магнитного поля в $1/k_{и.я}$ раз больше объема классических синхронных

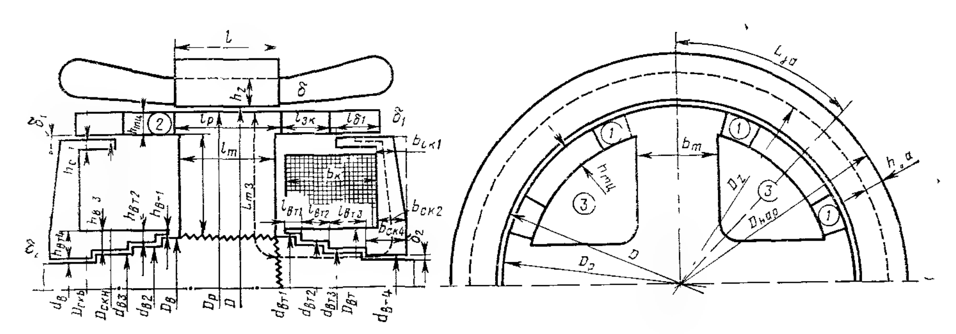


Рис. 5.5. Эскиз магнитной цепи генератора типа сексин с двусторонней системой возбуждения ($2p=8$)

машин. Индукция в воздушном зазоре под полюсом звезды $B_{\delta з}$ больше индукции $B_{\delta ц}$ под полюсом цилиндра. Магнитный поток $\Phi_{\delta з}$ имеет постоянную составляющую $(\Phi_{\delta з})_{пост}$ [формула (5.9)], которая нагружает магнитную цепь машины, но не наводит ЭДС в обмотке якоря.

Если обозначить $\lambda = l/D$ отношение аксиальной длины якоря к его диаметру и учесть, что $l_i \approx l$, получаем выражение для определения диаметра якоря (см):

$$D = \sqrt[3]{(6{,}1 \cdot 10^7 P')/(\alpha_\delta k_ф k_0 A B_{\delta з} n k_{и.я} \lambda)}. \qquad (5.13)$$

Значения отдельных коэффициентов, входящих в выражения (5.12) и (5.13), выбираются исходя из опыта практики. Электромагнитные нагрузки и размерные соотношения выбираются, исходя из обеспечения требуемых выходных характеристик генератора.

Для мощностей, равных 1—20 кВ·А, значения коэффициента k_E предварительно можно выбрать в пределах 1,25—1,1 соответственно. Точное значение k_E определяется в результате поверочного расчета.

Расчетный коэффициент распределения магнитного поля в рабочем зазоре α_δ зависит от конфигурации, конструктивных размеров и числа полюсов, от величины воздушного зазора. Коэффициент α_δ также учитывает изменения индукции под полюсом в поперечном и

осевом направлениях. Величина α_δ определяется произведением

$$\alpha_\delta = \alpha_i \beta_i, \qquad (5.14)$$

где α_i — расчетный коэффициент полюсного перекрытия; β_i — расчетный коэффициент длины полюса, равный отношению средней индукции в зазоре к максимальной.

Для равномерного рабочего зазора, который имеется в генераторах типа сексин,

$$\alpha_i \approx \alpha_p + 4/[\tau/\delta + 6/(1-\alpha_p)], \qquad (5.15)$$

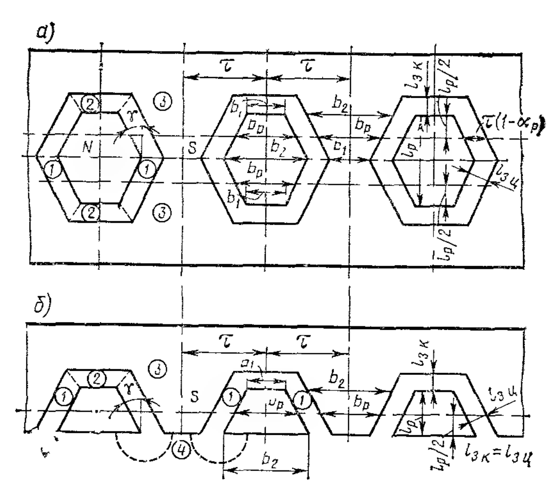


Рис. 5.6. Развертка поверхностей индуктора генераторов с двусторонней (*а*) и односторонней (*б*) системами возбуждения

где $\alpha_p = (b_1 + b_2)/(2\tau) = b_p/\tau$ — коэффициент полюсного перекрытия в среднем сечении полюса, предварительно выбираемый в пределах 0,65—0,7 (рис. 5.6).

Величина β_i зависит от коэффициента бокового скоса $\gamma_{ск}$ (рис. 5.7). Величина $\gamma_{ск}$ выбирается в пределах [11]

$$\gamma_{ск} = (b_2 - b_1)/(2\tau) = 1/3 \div 1/5,$$

где $b_2 = \tau(\alpha_p + \gamma_{ск})$, $b_1 = \tau(\alpha_p - \gamma_{ск})$.

Предварительно можно принять $\alpha_\delta = 2/\pi$. Величину коэффициента формы кривой поля в рабочем зазоре $k_ф$ можно выбрать равной $k_ф = 1{,}11$ ($k_ф = 1{,}09 \div 1{,}15$). В общем случае коэффициент $k_ф$ является функцией коэффициента α_p и величины воздушного зазора δ (рис. 5.8).

Величина обмоточного коэффициента $k_о$ для первой гармонической предварительно может быть выбрана в следующих пределах: $k_о = 0{,}92 \div 0{,}95$ — для двухслойных трехфазных обмоток; $k_о = 0{,}76 \div 0{,}87$ — для однофазных обмоток.

Выбор линейной нагрузки в общем случае зависит от мощности генератора, системы охлаждения, перегрузочной способности. Значения линейных нагрузок для генераторов с внутренним магнитопроводом типа сексин выбираются ниже, чем для генераторов с классической магнитной системой. Это объясняется тем, что с увеличением линейной нагрузки A возрастает МДС реакции якоря, а следовательно, возрастают внешние и межполюсные потоки рассеяния, насыщается магнитная цепь. С увеличением A возрастают потери в якоре и обмотке возбуждения, возрастает МДС возбуждения. Рекомендуемые значения линейной нагрузки приведены в табл. 5.1.

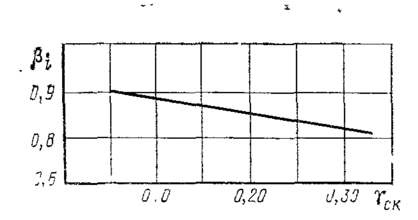


Рис. 5.7. Кривая расчетного коэффициента длины полюса

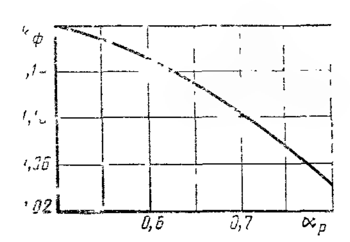


Рис 5 8. Кривая коэффициента формы поля в рабочем зазоре в зависимости от коэффициента полюсного перекрытия при реальных значениях δ

Таблица 5.1

$P_н$, кВ·А	1,0	2,0	6,0	10	30	60
A, А/см	100	110	160	200	350	480

При выборе индукции в воздушном зазоре необходимо учитывать, что при больших значениях B_δ возрастают магнитный поток и МДС обмотки возбуждения, увеличиваются сечение и масса магнитопровода.

Значения индукции в воздушном зазоре в рассматриваемых генераторах выбираются более высокими, чем в генераторах с классической магнитной системой. Это объясняется необходимостью лучше использовать активную зону полюсов цилиндров, так как индукция в рабочем зазоре полюса звезды $B_{\delta з}$ больше, чем в рабочем зазоре полюса цилиндра $B_{\delta ц}$. Рекомендуемые значения максимальных индукций $B_{\delta з}$ в рабочем зазоре под полюсом звезды приведены в табл. 5.2.

Расчетное значение индукции B_δ, определяющее ЭДС обмотки якоря,

$$B_\delta = B_{\delta з} k_{и.я}.$$

Выбор конструктивного коэффициента (относительной длины якоря) $\lambda = l/D$ в машинах с осевым магнитным потоком является

Таблица 52

$P_н$, кВ·А	1,0	2,0	6,0	10	30	60
$B_{\delta з}$, Тл	0,6	0,65	0,7	0,75	1,0	1,1

более сложной задачей, чем в машинах с классической магнитной цепью. Выбор λ зависит от чисел обмоток возбуждения и полюсов, рассеяния полюсов и магнитных характеристик материала магнитопровода ротора. Относительная длина λ в машинах с осевым магнитным потоком ограничена сечением втулки под обмоткой возбуждения.

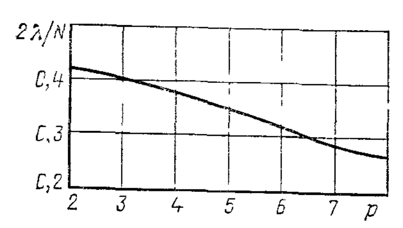


Рис 5 9 Кривая значений конструктивного коэффициента в зависимости от числа пар полюсов (материал сталь 10 и 35ХГСЛ)

Для определенного диапазона относительно небольших мощностей генераторы с одной обмоткой возбуждения ($N=1$) легче генераторов с двумя обмотками возбуждения ($N=2$). Поэтому если при принятых значениях D, n, A, B_δ расчетная мощность P' не может быть обеспечена при λ для односторонней конструкции ($N=1$),то необходимо принять двустороннюю конструкцию генератора ($N=2$), при которой допустимое значение λ примерно вдвое больше (рис. 5.9), чем в односторонней.

Увеличение числа полюсов приводит к возрастанию диаметра ротора из-за необходимости размещения полюсов и компенсации увеличивающегося межполюсного рассеяния. Поэтому с увеличением числа полюсов значения λ целесообразно выбирать меньшими.

Использование материалов с высокими магнитными свойствами (для втулки и скобы) позволяет уменьшить радиальные размеры ротора и, следовательно, спроектировать генераторы при неизменном числе полюсов с большими значениями λ. Значения λ для стали 10 и 35ХГСЛ предварительно можно определить по кривой (рис. 5.9). Для сталей с высокими магнитными свойствами типа гиперко (27КХ) значения λ можно выбрать примерно в 1,25 раза больше при том же диаметре втулки под обмоткой возбуждения. Величина относительной длины λ обычно находится в пределах

$$\lambda=(0,13 \div 0,18)\,N. \qquad (5.16)$$

При неизменном числе полюсов $2p$ бо́льшие значения λ соответствуют генераторам, у которых втулка под обмотку возбуждения выполняется из материалов типа гиперко (27КХ).

Коэффициент использования магнитного потока якоря $k_{ия}=\Phi_\delta/\Phi_{\delta з}$, как уже отмечалось, учитывает, что часть магнитного по-

тока $\Phi_{\delta з}$, так же как и в индукторных генераторах, не наводит ЭДС в обмотке якоря, хотя и нагружает магнитную цепь машины, увеличивая ее размеры и массу.

Величина коэффициента использования магнитного потока является функцией нескольких переменных $k_{ия}=f(\lambda, N, 2p, \delta/\tau)$. Коэффициент $k_{ия}$ возрастает с увеличением λ и числа пар полюсов; он уменьшается с увеличением воздушного зазора. Значения коэффициента $k_{ия}$ имеют большие значения при $N=1$, чем при $N=2$, из-за положительного влияния торцового потока $\Phi'_{тн}$ (см. рис. 5.3).

Предварительно можно принять [11]: $k_{ия}=0{,}8\div0{,}85$ для $N=1$, $k_{ия}=0{,}75\div0{,}8$ для $N=2$.

Если взять наиболее характерные величины расчетных коэффициентов, электромагнитных нагрузок и допустимых индукций в магнитопроводе ротора, то для определения диаметра якоря можно воспользоваться более простой расчетной формулой, выведенной О. Г. Клочковым и Я. Л. Витенбергом [8], используемой на практике (для магнитопровода ротора из стали 10 и 30ХГСЛ):

$$D=930\sqrt[3]{P_н/n}\cdot\sqrt[3]{\sigma_{sm}/A}\cdot 1/\sqrt[3]{N}, \qquad (5.17)$$

где σ_{sm} — коэффициент межполюсного рассеяния при номинальной нагрузке генератора; предварительно значения σ_{sm} в зависимости от числа полюсов ротора можно выбрать в соответствии с данными табл. 5.3; $P_н$ — номинальная мощность, кВ·А.

Таблица 53

$2p$	4	6	8	12	16	20	40
σ_{sm}	1,45	1,5	1,55	1,7	1,8	1,9	2,4

Формула (5.17) получена с учетом потоков рассеяния полюсов, проходящих через магнитную цепь ротора из стали марок Ст.-10 или 30ХГСЛ.

Активная длина якоря близка по величине к расчетной

$$l=\lambda D. \qquad (5.18)$$

Генераторы типа сексин для уменьшения массы проектируются обычно для работы без перегрузки. Поэтому величина рабочего воздушного зазора в генераторах типа сексин выбирается исходя из конструктивных и технологических соображений и ее можно подсчитать по формуле (см)

$$\delta \geqslant (0{,}02+D\cdot 10^{-3}). \qquad (5.19)$$

Диаметр ротора (индуктора)

$$D_р=D-2\delta. \qquad (5.20)$$

Число пар полюсов определяется заданной частотой и частотой вращения

$$p=60f/n. \quad (5.21)$$

Полюсное деление

$$\tau=\pi D/(2p). \quad (5.22)$$

Для обеспечения механической прочности ротора его окружная скорость V не должна превышать допустимую

$$V=\pi D_p n/60 \leqslant V_{доп}. \quad (5.23)$$

Допустимая окружная скорость для роторов генераторов типа сексин равняется порядка 100 м/с.

Проектирование обмотки якоря и определение размеров магнитной цепи якоря рассмотрены в гл. 2. Специфика дальнейшего расчета состоит в определении размеров магнитной цепи ротора и скобы обмотки возбуждения.

§ 5.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРОВ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ РОТОРА И СКОБЫ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Для генераторов с внутризамкнутым магнитопроводом из-за сложности магнитной цепи очень важно правильно определить размеры магнитопровода ротора [8, 11]. Расчет ведется в следующем порядке.

Определяется магнитный поток в рабочем воздушном зазоре под полюсом звезды (Вб)

$$\Phi_{\delta з}=\alpha_\delta B_{\delta з}\tau l\cdot 10^{-4}=\alpha_\delta (B_\delta /k_{и.я})\, \tau l\cdot 10^{-4}. \quad (5.24)$$

Полагаем, что активная длина ротора $l_р$ равняется активной длине статора l.

Если заранее выбрана обмотка якоря, то величина потока $\Phi_{\delta з}$ определяется из требуемой величины ЭДС в фазе обмотки якоря $E_i=k_E U_н$

$$\Phi_{\delta з}=\Phi_\delta/k_{и.я}=k_E U_н/(4k_ф w_ф k_о f k_{и.я}), \quad (5.25)$$

где Φ_δ — расчетная величина полезного магнитного потока якоря.

Значение потока $\Phi_{\delta з}$, полученное по ЭДС якоря, должно соответствовать его величине, полученной по формуле (5.24), чтобы не превышать или не занижать рекомендуемые значения $B_{\delta з}$. В случае несоответствия этих потоков требуется изменить обмоточные данные или размеры магнитной цепи.

Определяется длина полюсной дуги

$$b_p=\alpha_p\tau, \ \ \alpha_p=0{,}65\div 0{,}7. \quad (5.26)$$

Определяется угол скоса γ по величине коэффициента бокового скоса $\gamma_{ск}$

$$\gamma_{ск}=(b_2-b_1)/(2\tau)=1/3\div 1/5, \quad (рис.\ 5.6)$$

где $b_2=\tau(\alpha_p+\gamma_{ск})$, $b_1=\tau(\alpha_p-\gamma_{ск})$,

$$\operatorname{tg}\gamma=(b_2-b_1)/l_p \quad (5.27)$$

— для двусторонней системы возбуждения
и

$$\operatorname{tg}\gamma=(b_2-b_1)/2l_p \quad (5.28)$$

— для односторонней системы возбуждения.

Изображается эскиз наружной поверхности полюса (см. рис. 5.6).

Определяется магнитный поток через полюс звезды (см. рис. 5.1 и рис. 5.3)

$$\Phi_{mз}=\Phi_{\delta з}+\Phi_{sm}=\sigma_{sm}\Phi_{\delta з}, \quad (5.29)$$

где $\sigma_{sm}=\Phi_{mз}/\Phi_{\delta з}=(\Phi_{\delta з}+\Phi_{sm})/\Phi_{\delta з}$ — коэффициент рассеяния полюсов звезды.

Значения $\sigma_{sm}=f(2p)$ можно взять из табл. 5.3.

Площадь поперечного сечения полюса (волнистое сечение на рис. 5.5)

$$S_{mз}=\Phi_{mз}\cdot 10^4/B_{mз},$$

где $B_{mз}$ — допустимые значения индукции, которые выбираются следующими: $B_{mз}\leqslant 1{,}5$ Тл — для стали 10Л и 35ХГСЛ, $B_{mз}\leqslant 1{,}9$ Тл — для стали 27 КХ.

Длина основания полюса звезды (см. рис. 5.5) (см)

$$l_m=l_p \text{ или } l_m=l_p-(0{,}3\div 0{,}4). \quad (5.30)$$

Ширина основания полюса звезды (см. рис. 5.5)

$$b_m=S_{зm}/l_m.$$

Приближенно

$$b_m\approx(0{,}33\div 0{,}36)\,\tau. \quad (5.31)$$

Магнитный поток через вал

$$\Phi_в=(p\Phi_{mз}k_{т.и})/N, \quad (5.32)$$

где $k_{т.и}$ — см. ниже (5.38).

Площадь поперечного сечения вала (волнистая линия на рис. 5.5)

$$S_в=\Phi_в\cdot 10^4/B_в,$$

где $B_в$ — магнитная индукция в сечении вала, для стали 10 $B_в\leqslant 1{,}4$ Тл.

Диаметр вала

$$D_в=\sqrt[3]{4S_в/\pi}; \quad (5.33)$$

обычно $D_в\approx(0{,}3\div 0{,}355)D$.

Расчетный магнитный поток в полюсе цилиндра

$$\Phi_{mц}=(\Phi_{\delta з}/N)\left[\sigma_{sm}-(1-k_{и.я})/(1-k_{в.ис})\right], \quad (5.34)$$

где $k_{в.ис}$ — коэффициент использования внешнего магнитного пото-

ка (по первой гармонической), участвующий в наведении ЭДС в обмотке якоря; коэффициент $k_{в.ис}$ является функцией коэффициента α_p и отношения δ'/τ (рис. 5.10).

Здесь $\delta' = k_\delta \delta$ — расчетная величина воздушного зазора.

Площадь максимального расчетного сечения полюса цилиндра (по ширине b_2 на рис. 5.6)

$$S_{mц} = \Phi_{mц} \cdot 10^4 / B_{mц},$$

где $B_{mц}$ — допустимая индукция в полюсе цилиндра, выбираемая в тех же пределах, что и для полюса звезды.

Высота полюса цилиндра

$$h_{mц} = S_{mц} / b_2,$$

где $b_2 = \tau(\alpha_р + \gamma_{ск})$ — максимальная ширина полюса цилиндра; обычно $b_2 \approx \tau$.

Высота полюса цилиндра находится в определенном соотношении с диаметром вала:

$$h_{mц} \approx (0,2 \div 0,22) D_в. \quad (5.35)$$

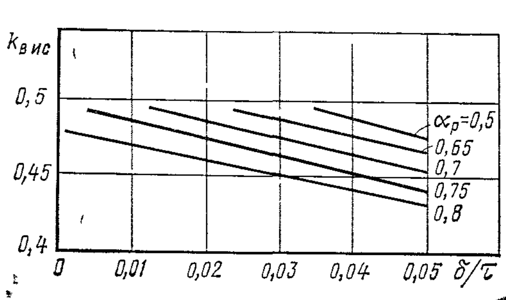


Рис. 5.10. Зависимость $k_{в\ ис} = f(\alpha_p, \delta/\tau)$

Расстояние между торцами полюсов звезды (северных) и замыкающим кольцом

$$l_{з.к} = (\tau - b_p) \cos \gamma. \quad (5.36)$$

Расчетный магнитный поток в цилиндре (предварительно)

$$\Phi_{ц.к} \approx p\Phi_{mц} + 3\Phi_{вн}/(4N), \quad (5.37)$$

где $\Phi_{вн}$ — внешний магнитный поток машины (предварительно)

$$\Phi_{вн} \approx p(\Phi_{\delta з} - \Phi_{\delta ц}). \quad (5.37а)$$

Площадь расчетного сечения цилиндра

$$S_{ц.к} = (\pi/4)[D_р^2 - (D_р - 2h_{mд})^2].$$

Индукция в кольцевой части цилиндра не должна превышать допустимую

$$B_{ц.к} = \Phi_{ц.к} \cdot 10^4 / S_{ц.к} < (B_{ц.к})_{доп}.$$

Расчетный магнитный поток обмотки возбуждения

$$\Phi_{полн} = (pk_{т.и}\sigma_{sв}/N)\Phi_{mз}, \quad (5.38)$$

где $k_{т.и}$ — коэффициент магнитного потока торцовой поверхности полюса звезды; при $N=2$ $k_{т.и}=1$; при $N=1$ (см. рис. 5.3) $k_{т.и}=$

$=1,04 \div 1,08$ (предварительно); $\sigma_{s в}$ — коэффициент рассеяния обмотки возбуждения; предварительно можно принять $\sigma_{s в}=1,1 \div 1,2$.

Площадь поперечного сечения втулки (вместе с валом)

$$S_{вт}=\Phi_{полн} \cdot 10^4 / B_{вт},$$

где $B_{вт}$ — допустимое значение индукции во втулке; втулка обмотки возбуждения выполняется заодно со скобой из сталей 10Л, 35ХГСЛ или 27КХ; допустимые индукции выбираются такими же, как и для полюса.

Диаметр втулки с учетом магнитопроводящего вала

$$D_{вт}=\sqrt{4 S_{вт} / \pi}.$$

Площадь расчетного сечения скобы на диаметре $D_{вт}$

$$S_{ск}=\Phi_{полн} \cdot 10^4 / B_{ск}.$$

Ширина скобы на диаметре $D_{вт}$

$$b_{ск2}=S_{ск} / (\pi D_{вт}).$$

Наружный диаметр скобы (см. рис. 1.5)

$$D_{ск.н}=D_{р}-2\delta_1.$$

Высота верхней полочки скобы (см. рис. 5.5)

$$h_{ск1} \approx 0,11 D_{в}=0,5 h_{тц}. \quad (5.39)$$

Рис. 5.11. Схема для расчета размеров скобы

Внутренний диаметр скобы (см. рис. 5.5).

$$D_{ск.в}=D_{ск.н}-h_{ск1}.$$

Внутренний диаметр скобы (рис. 5.3 и 5.11)

$$D_{ск.в}=D_{р}-2 h_{тц}.$$

Примечание. В целях увеличения площади для размещения обмотки возбуждения и магнитной проводимости нерабочих воздушных зазоров δ_1 и δ_2 верхнюю часть скобы и кольцо цилиндра, а также вал и втулку выполняют ступенчатыми.

Наружный диаметр скобы (см. рис. 5.3 и 5.11)

$$D_{ск.н}=D_{р}-h_{ц1},$$

где $h_{ц1} \geqslant 0,2$ см.

МДС обмотки возбуждения (предварительно)

$$F_{в}=1,2 \alpha_1 F_{ad}, \quad (5.40)$$

где 1,2 — коэффициент запаса по МДС; $\alpha_1=(F_{\Sigma}+F_{ad})/F_{ad}$ — коэф-

фициент, учитывающий падение магнитного напряжения в магнитной цепи; F_Σ — падение магнитного напряжения в магнитной цепи; $F_{ad} \approx 0,9k_0 A\tau \sin(\varphi+\pi/9)$ — МДС по продольной оси машины. Для генераторов с внутризамкнутым магнитопроводом предварительно можно выбрать $\alpha_1 = 2,0 \div 2,4$.

Ширина катушки возбуждения (предварительно)

$$b_к = F_в / [(D_{ск.в} - D_{вг})\, j_в k_{з.в}], \tag{5.41}$$

где $j_в$ — плотность тока в обмотке возбуждения, $j_в = 4$—6 А/мм² при воздушном охлаждении; $k_{з.в}$ — коэффициент заполнения медью сечения катушки, для проводников круглого сечения (∅ 0,15—1,5 мм) $k_{з.в} = 0,30 \div 0,50$; для прямоугольного сечения $k_{з\,в} \approx 0,6$.

Магнитный поток в дополнительном зазоре вала δ_2

$$\Phi_{\delta 2} = p\Phi_{m3}/N \tag{5.42}$$

— для генераторов с двусторонней системой возбуждения,

$$\Phi_{\delta 2} = p k_{т.и} \Phi_{m3}/N \tag{5.43}$$

— для генераторов с односторонней системой возбуждения.

Полная аксиальная длина ступенек втулки на участке дополнительных нерабочих воздушных зазоров (предварительно, рис. 5.5 и 5.11) (см)

$$l_{\delta 2} = b_к + b_{ск2} + 0,3 \approx 2l/N. \tag{5.44}$$

Число ступенек нерабочего воздушного зазора δ_2 выбирается от двух до четырех.

Предварительные индукции в нерабочем зазоре

$$B_{\delta 2} \approx 1,05(\Phi_{\delta 2} \cdot 10^4)/\{\pi\, [(D_{вг} + d_в)/2]\, l_{\delta 2}\}. \tag{5.45}$$

Высота первой ступени втулки скобы (см. рис. 1.5 и 5.11):

$$h_{вт1} \geqslant 0,2 \text{ см — для } P_н \leqslant 2 \text{ кВ·А};$$

$$h_{вт1} \geqslant 0,3 \text{ см — для } P_н > 2 \text{ кВ·А}.$$

Максимально допустимая магнитная индукция на первой ступени

$B_{вт1} \approx 1,8$ Тл для сталей 10Л и 35ХГСЛ;

$B_{вт1} \approx 2,2$ Тл для стали 27КХ.

Длина первой ступени

$$l_{вт1} = (B_{вт1} S_{вт1})/(B_{\delta 2} \pi d_{вг1} \sigma_{sв}), \tag{5.46}$$

где $d_{вт1} = D_{вт} - 2h_{вт1}$, $S_{вт1} = \pi(D_{вт1} - h_{вт1})$.

Высота второй ступени

$$h_{вт2} = 0,3 \text{ см для } P_н \leqslant 2 \text{ кВ·А}.$$

Длина второй ступени

$$l_{вт2} = (1/d_{вт2})\, [B_{вт2} S_{вт2}/(B_{\delta 2} \pi \sigma_{sв}) - d_{вт1} l_{вг1}], \tag{5.47}$$

где $d_{вт2} = d_{вт1} - 2h_{вт2}$; $S_{вт2} = (\pi/4)(D^2_{вг} - d^2_{вг2})$; $B_{вт1} = B_{вт2}$.

Высота третьей ступени

$$h_{вт3} \geqslant 0{,}3 \text{ см}.$$

Длина третьей ступени

$$l_{вт3}=(1/d_{вт3})\,[B_{вг3}S_{вг3}/(B_{\delta2}\pi\sigma_{sв})-d_{вт1}l_{вт1}-d_{вт2}l_{вт2}], \qquad (5.48)$$

где $d_{вт3}=d_{вг2}-h_{вг3}$; $S_{вг3}=(\pi/4)(D^2_{вт}-d^2_{вт})$; $B_{вг3}=B_{вт2}=B_{вт1}$.

Высота последней n-й ступени

$$h_{вгn}=\frac{D_{вт}-d_{в}}{2}-\sum_{1}^{n-1}h_{вт}.$$

Высота последней ступени не должна быть менее 3 мм.

Длина последней ступени

$$l_{вгn}=\frac{2l}{N}-\sum_{1}^{n-1}l_{вт}. \qquad (5.49)$$

Уточненное значение индукции в дополнительном нерабочем зазоре δ_2

$$B_{\delta2}=(\Phi_{\delta2}\cdot 10^4)/\sum_{1}^{n}\pi d_{вт i}l_{вг i}. \qquad (5.50)$$

Полученные значения размеров ступеней и значения индукции $B_{\delta2}$ окончательно корректируются при поверочном расчете магнитной цепи и определении размеров катушки возбуждения.

Ширина скобы на внутреннем диаметре скобы $D_{ск.в}$ (см. рис. 5.5)

$$b_{ск1}=(\Phi_{полн}\cdot 10^4)/(B_{ск}\pi D_{ск.в}). \qquad (5.51)$$

Если в целях охлаждения предусмотрены вентиляционные отверстия в торцовой части скобы (обмотка возбуждения секционированная), то ширина скобы в радиальном направлении выбирается постоянной $b_{ск}=b_{ск2}$ (см. рис. 5.11).

Полная аксиальная длина ступеней дополнительного нерабочего зазора δ_1 (см. рис. 5.5 и 5.11)

$$l_{\delta1}\approx 2l/N-\tau(1-\alpha_р). \qquad (5.52)$$

Предварительное значение индукции в дополнительном зазоре δ_1

$$B_{\delta1}=(\Phi_{ц.к}\cdot 10^4)/[\pi(D_р-h_{mц})\,l_{\delta1}]. \qquad (5.53)$$

Высота первой ступени скобы (см. рис. 5.11)

$$h_{ск1}\approx 0{,}2 \text{ см для } P_н\leqslant 2 \text{ кВ·А}. \qquad (5.54)$$

Длина первой ступени скобы (см. рис. 5.11)

$$l_{ск1}\geqslant l_{\delta1}-b_{ск}. \qquad (5.55)$$

Максимальная индукция на первой ступени скобы

$$B_{ск1}=(B_{\delta 1}\pi D_{ск1}l'_{ск1}\sigma_{sв})/S_{ск1}, \quad (5.56)$$

где $l'_{ск1}=l_{\delta 1}-b_{ск}$; $D_{ск1}=D_{ск.в}+2h_{ск1}$; $S_{ск1}=\pi(D_{ск.в}+h_{ск1})h_{ск1}$.

Допустимые магнитные индукции в скобе:

$B_{ск1}\leqslant 1{,}8$ Тл — для сталей 10Л и 35 ХГСЛ;

$B_{ск1}\leqslant 2{,}2$ Тл — для стали 27КХ.

При индукциях больших, чем допустимые, необходимо увеличить высоту $h_{ск1}$.

Высота второй ступени скобы

$$h_{ск2}=h_{mц}-h_{ск1}-h_{ц1},$$

где $h_{ц1}\geqslant 0{,}2$ см.

Вторая ступень необходима, если

$$h_{mц}-h_{ск1}>0{,}6 \text{ см}.$$

Длина второй ступени скобы

$$l_{ск2}=l_{\delta 1}-l_{ск1}.$$

Магнитная индукция на второй ступени скобы

$$B_{ск2}=(B_{\delta 1}\pi D_{ск.н}l_{ск2})/S_{ц1}, \quad (5.57)$$

где $S_{ц1}=\pi(D_{р}-h_{ц1})h_{ц1}$.

При индукциях $B_{ск2}$ выше допустимых следует увеличить $h_{ц1}$ или $l_{ск1}$.

Уточненное значение индукции в дополнительном зазоре δ_1

$$B_{\delta 1}=(\Phi_{ц.к}\cdot 10^4)/(\pi D_{ск1}l_{ск1}+\pi D_{ск.н}l_{ск2}). \quad (5.58)$$

Величина дополнительного зазора δ_1

$$\delta_1\approx\delta_2\approx\delta\geqslant 0{,}05 \text{ см}. \quad (5.59)$$

§ 5.4. РАСЧЕТ ПРОВОДИМОСТЕЙ РАССЕЯНИЯ ПОЛЮСОВ И СКОБЫ

Коэффициент рассеяния потока полюсов σ_{sm} зависит от проводимостей рассеяния полюсов и распределения магнитного напряжения в магнитной цепи [8, 11]. Проводимости рассеяния полюсов зависят от числа полюсов, их конфигурации и размеров. Все пространство для потоков рассеяния можно разбить на три области для магнитной системы с двусторонним возбуждением (см. рис. 5.5 и 5.6, *а*) и на четыре — с односторонним возбуждением (см. рис. 5.3, 5.6, *б* и 5.12). В последнем случае добавляется область между поверхностями торцов полюсов звезды и цилиндра (область *4*, рис. 5.12).

Суммарная магнитная проводимость рассеяния полюсов для генератора

$$G_{sm}=G_{sm1}+G_{sm2}+G_{sm3}+G_{sm4}, \quad (5.60)$$

где G_{sm1} — проводимость рассеяния между полюсными наконечниками северного и южного полюсов (область 1); G_{sm2} — проводимость рассеяния с торцов полюсного наконечника северного полюса на замыкающие кольца (область 2); G_{sm3} — проводимость рассеяния с внутренней поверхности южного полюса на крестовину северных полюсов (область 3); G_{sm4} — проводимость между поверхностями торцов полюсов звезды и цилиндра (область 4); $G_{sm4}=0$ — проводимость при двусторонней конструкции генератора.

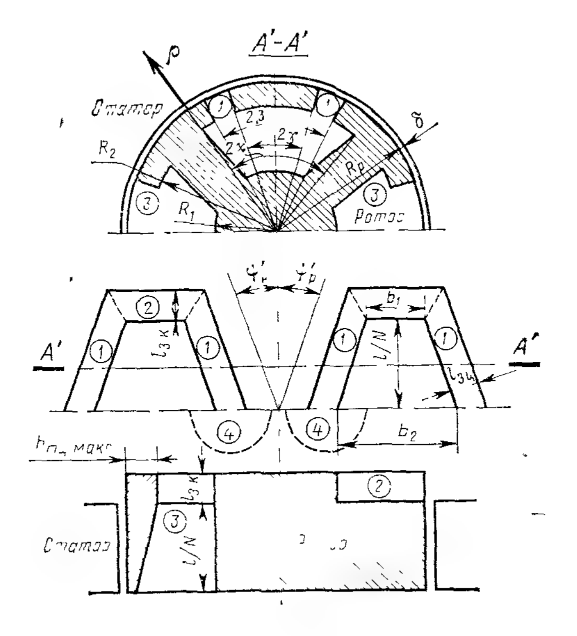


Рис. 5.12. Области межполюсного рассеяния (1, 2, 3, 4)

Для случая, когда высота цилиндра $h_{mц}$ является величиной постоянной (см. рис. 5.5 и 5.11), значения проводимостей рассеяния можно определить по следующим формулам:

$$G_{sm}=k_{н.пр}(G'_{sm1}+G'_{sm2}+G'_{sm3})+G_{sm4}, \quad (5.61)$$

где $k_{н\,пр}$ — коэффициент неучтенных проводимостей рассеяния; G'_{sm1}, G'_{sm2}, G'_{sm3} — проводимости рассеяния, соответствующие (5.60) и подсчитанные для основных путей потоков рассеяния (без учета потоков выпучивания).

Значения G'_{sm1}, G'_{sm2}, G'_{sm3} можно подсчитать с помощью следующих выражений (по данным Я. Л. Витенберга и О. Г. Клочкова) (Вб/А):

$$G'_{sm1}=0{,}4\pi\cdot 10^{-8}Nh_{mц}(2l_р/N+l_{зц})/[(\tau-b_р)\cos^2\gamma], \quad (5.62)$$

где $\cos^2\gamma=1/(1+\text{tg}^2\gamma)$ — выражение, подсчитываемое или определяемое по таблицам;

$$G'_{sm2}=0{,}4\pi\cdot 10^{-8}Nh_{mц}[\tau-(l_р/N+l_{з\,к})\,\text{tg}\,\gamma]/l_{з.к}, \quad (5.63)$$

где $\operatorname{tg}\gamma = N\gamma_{ск}\tau/l_р$, $l_{з.к} = l_{з.ц}$;

$$G'_{sm3} = 0{,}4\pi\cdot 10^{-8} l_m\,[B - A/(\operatorname{tg}\pi/p)]/(K - A), \qquad (5.64)$$

где $A = b_m/(D_р - 2h_{ms})$ (см. рис. 5.5).

Коэффициенты B, K и $\operatorname{tg}\pi/p$ берутся из табл. 5.4.

Значения коэффициента неучтенных проводимостей рассеяния $k_{н\,пр}$ можно взять из табл. 5.5.

Таблица 5.4

p	2	3	4	5	6	7	8	9	10	20
B	1,535	1,357	1,268	1,214	1,178	1,153	1,134	1,119	1,107	1,0535
K	0,99	0,777	0,674	0,62	0,586	0,564	0,55	0,54	0,533	0,51
$\operatorname{tg}\pi/p$	∞	1,732	1,0	0,727	0,577	0,47	0,414	0,364	0,325	0,158

Таблица 5.5

p	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	12
$k_{н.\,пр}$	1,3	1,24	1,2	1,18	1,16	1,15	1,14	1,13	1,12	1,11	1,1

Проводимость рассеяния торцовых потоков между полюсами звезды и цилиндра G_{sm4} можно подсчитать по методу Ротерса:

$$G_{sm4} = 2\cdot 0{,}4\pi\cdot 10^{-8}\,\{0{,}26 + [\ln(1 + b_2/l_{з.ц})]/\pi\}\,h_{mц}. \qquad (5.65)$$

Для уменьшения массы ротора цилиндрические полюса выполняются неодинаковой толщины по длине ротора (см. рис. 5.3 и 5.12). В результате этого полюс цилиндра получается переменного сечения и более сложной конфигурации (рис. 5.13).

В этом случае если не учитывать влияние распределения магнитного поля в активном зазоре на границе полюсных наконечников на межполюсное рассеяние и считать боковые поверхности полюсов радиальными (см. рис. 5.12), то для рассматриваемых областей пространства значения проводимостей рассеяния можно подсчитать следующим образом.

Магнитная проводимость рассеяния между боковыми поверхностями полюсных наконечников (см. рис. 5.12 или 5.13)

$$G_{sm1} = G_{sm1\,(A)} + G_{sm1\,(B)} + G_{sm1\,(C)}, \qquad (5.66)$$

где индексы «A», «B» и «C» показывают, что указанные составляющие проводимости относятся соответственно к участкам поверхности полюсов цилиндра A, B и C (рис. 5.13):

$$G_{sm1\,(A)}=\frac{2\mu_0 l_p}{\cos^2\psi'\,(\beta-\gamma)}\ln\frac{1}{1-h_{m\,ц.мин}/R_p};$$

$$G_{sm1\,(B)}=\frac{2\mu_0 l_p}{\cos^2\psi'\,(\beta'-\gamma')}\left[1+\left(1-\frac{1}{1-R_{мин}/R_{макс}}\right)\ln\frac{R_{макс}}{R_{мин}}\right];$$

$$G_{sm1\,(C)}=\frac{2\mu_0 l_{з.ц} N}{\cos^2\psi'\,(\beta'-\gamma')}\ln\frac{1}{1-h_{m\,ц.макс}/R_p}.$$

Здесь $\mu_0=0{,}4\pi\cdot 10^{-8}$.

Приближенно магнитную проводимость G_{sm1} можно подсчитать по формуле

$$G_{sm1}=\frac{\mu_0}{\cos\psi'}\left[2Nh_{m\,ц.макс}+\frac{(h_{m\,ц.макс}+h_{m\,ц.мин})\,l_p}{l_{з.ц}}\right].\qquad(5.67)$$

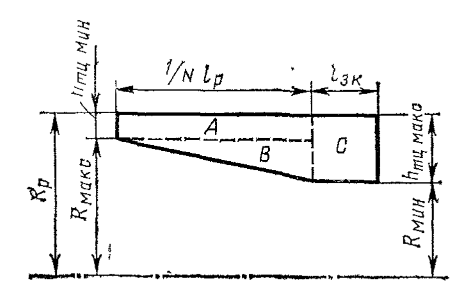


Рис 5 13 Боковая поверхность полюса цилиндра

Магнитная проводимость рассеяния между поверхностью торца полюсного наконечника звезды и торцовой поверхностью цилиндра кольца (см. рис. 5 3 и 5.12)

$$G_{sm2}=\mu_0 N\,[(b_1+b_2)/(2l_{з.к})]\,h_{m\,ц.макс}.\qquad(5.68)$$

Магнитная проводимость рассеяния между внутренними поверхностями полюсов цилиндра и полюсов звезды (см. рис. 5.3 и 5.12)

$$G_{sm3}=\frac{(l_p+Nl_{з.ц})}{\cos\psi'}\cdot\frac{32\mu_0\alpha'}{\pi^2(\beta'-\gamma')\cos^2\psi'}\sum_{n'=1}^{\infty}\frac{1}{n'^2}\,\frac{(R_2/R_1)^{(\pi n'/\alpha')\cos\psi'}+1}{(R_2/R_1)^{(\pi n'/\alpha')\cos\psi'}-1}\times$$

$$\times\sin\left[\frac{\pi n'}{4\alpha'}(\beta'+\gamma')\cos^2\psi'\right]\sin\left[\frac{\pi n'}{4\alpha'}(\beta'-\gamma')\cos^2\psi'\right]\times$$

$$\times\sin\left[\frac{\pi n'}{2\alpha'}\gamma'\cos^2\psi'\right],\qquad(5.69)$$

где $n'=1;\ 3;\ 5$ — числа (достаточно взять $n'=1;\ 3$); ψ', α', β', γ' — углы, показанные на рис. 5.12.

Если принять распределение потенциалов на границе области синусоидальным, то выражения для подсчета проводимости будут иметь вид:

а) для общего случая

$$G_{sm3}=\frac{(l_{\text{р}}+Nl_{\text{з.ц}})}{\cos\psi'}\,2\mu_0\,\frac{(R_2/R_1)^{(\pi n'/\alpha')\cos\psi'}+1}{(R_2/R_1)^{(\pi n'/\alpha')\cos\psi'}-1}\sin\left[\frac{\pi\gamma'}{2\alpha'}\cos^2\psi'\right]; \tag{5.70}$$

в) для многополюсных генераторов (при $R_2 \gg R_1$)

$$G_{sm3}=\frac{(l_{\text{р}}+Nl_{\text{з.ц}})}{\cos\psi'}\,2\mu_0\sin\left(\frac{\pi\gamma'}{2\alpha'}\cos^2\psi'\right). \tag{5.71}$$

Здесь $n'=1$.

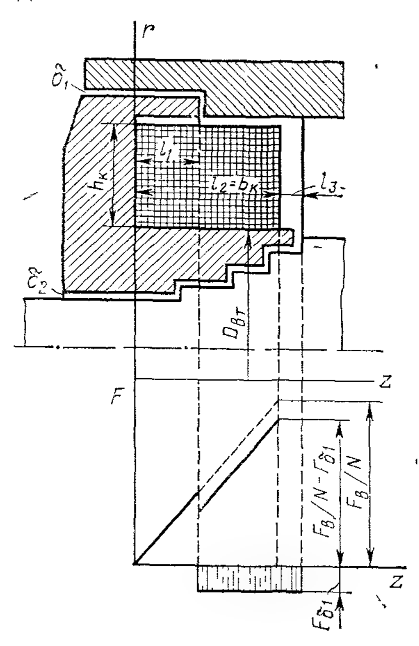


Рис. 5.14. Схема для расчета проводимостей рассеяния обмотки возбуждения

Значение проводимости рассеяния G_{sm4} подсчитывается по формуле (5.65).

Магнитная проводимость рассеяния обмотки возбуждения зависит от конфигурации окна для обмотки, его геометрических размеров, размеров поперечного сечения обмотки возбуждения, распределения магнитных напряжений в магнитопроводе скобы и кольца.

Приближенно магнитная проводимость рассеяния обмотки (см. рис. 5.11)

$$G_{s\text{в}}=\mu_0\,[2\pi/(\ln D_{\text{ц.в}}/D_{\text{вг}})]\,b_{\text{к}}/2, \tag{5.72}$$

или

$$G_{s\text{в}}=\mu_0\,[(D_{\text{ц.в}}-D_{\text{вг}})(D_{\text{ц.в}}/D_{\text{вг}}+1)/(D_{\text{ц.в}}/D_{\text{вт}}-1)]\,b_{\text{к}}. \tag{5.73}$$

Для более точного определения проводимости рассеяния и потоков рассеяния обмотки возбуждения необходимо учитывать распределение магнитного напряжения по ширине катушки, конфигурацию и размеры окна (рис. 5.14).

Все пространство для потока рассеяния можно разбить на три участка (по координате z):

а) $0<z<l_1$,

где $F(z)=F_{\text{в}}/Nl_2$, $F_{\text{в}}$ — суммарная МДС возбуждения;

б) $l_1<z<l_2$, $F(z)=F_{\text{в}}/Nl_2-F_{\delta1}$;

в) $l_2<z<l_2+l_3$,

где $F(z)=F_{\text{в}}/N-F_{\delta1}$.

Суммарная проводимость для потоков рассеяния

$$G_{s\text{в}}=G'_{s\text{в}}+G''_{s\text{в}}+G'''_{s\text{в}}, \quad (5.74)$$

где $G'_{s\text{в}}$, $G''_{s\text{в}}$ и $G''_{s\text{в}}$ — проводимости рассеяния, соответствующие участкам а), б), в).

Значение проводимостей рассеяния $G'_{s\text{в}}$, $G''_{s\text{в}}$ и $G'''_{s\text{в}}$ можно подсчитать по формулам:

$$G'_{s\text{в}}=\frac{\mu_0\pi l_1^2}{l_2\ln(1+2h_\text{к}/D_\text{вт})}; \quad (5.75)$$

$$G''_{s\text{в}}=\frac{\mu_0\pi}{\ln(1+2h_\text{к}/D_\text{вг})}\left[1+\frac{l_1}{l_2}-2\frac{F_{\delta 1}}{F'_\text{в}}\right](l_2-l_1); \quad (5.76)$$

$$G''_{s\text{в}}=\frac{2\mu_0\pi(1-F_{\delta 1}/F'_\text{в})}{\ln(1+2h_\text{к}/D_\text{вт})}l_3, \quad (5.77)$$

где $F'_\text{в}=F_\text{в}/N-0{,}5F_\text{вг}-F_\text{ск}-0{,}5F_\text{ц.к}$; $F_\text{вг}$ — падение магнитного напряжения во втулке; $F_\text{ск}$ — падение магнитного напряжения в скобе; $F_\text{цк}$ — падение магнитного напряжения в цилиндре кольца.

Введение МДС $F_\text{в}'$ вместо МДС $F_\text{в}$ позволяет учесть падение магнитного напряжения в стальных участках магнитопровода, по которому проходят потоки рассеяния.

Использование последних формул возможно, если известны МДС $F_{\delta 1}$, $F_\text{в}$ и падения магнитных напряжений во втулке, скобе и кольце. Поэтому ими пользуются в процессе поверочного расчета (см. § 5.5).

§ 5.5. ПОВЕРОЧНЫЙ РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

Цель поверочного расчета магнитной цепи — уточнение ее размеров, определение падений магнитного напряжения на отдельных участках, построение характеристики холостого хода и определение параметров.

Расчет магнитной цепи ведется на пару полюсов в следующем порядке [8, 11], при котором определяются необходимые величины.

Полезный магнитный поток в рабочем зазоре при номинальной нагрузке генератора

$$\Phi_\delta=(k_E U_\text{н})/(4k_\text{ф}k_\text{о}w_\text{ф}f). \quad (5.78)$$

Магнитный поток в воздушном зазоре под полюсом звезды

$$\Phi_{\delta\text{з}}=\Phi_\delta/k_\text{и.я}.$$

Максимальная индукция в рабочем зазоре под полюсом звезды при нагрузке

$$B_{\delta\text{з}}=(\Phi_\delta\cdot 10^4)/(\alpha_\delta\tau l k_\text{и.я})=(\Phi_{\delta\text{з}}\cdot 10^4)/(\alpha_\delta\tau l). \quad (5.79)$$

Расчетная длина воздушного рабочего зазора

$$\delta' = k_\delta \delta,$$

где k_δ — коэффициент воздушного рабочего зазора,

$$k_\delta = \frac{t_z}{t_z - [(b_щ/\delta)^2/(5 + b_щ/\delta)]\,\delta},$$

$b_щ$ — ширина прорези (щели) паза.

Магнитный поток в рабочем зазоре под полюсом цилиндра

$$\Phi_{\delta ц} = [(k_{и.я} - k_{в.ис})/(1 - k_{в.ис})]\,\Phi_{\delta з}. \quad (5.80)$$

Значения коэффициента $k_{в.ис} = f(\alpha_р, \delta'/\tau)$ приведены на рис. 5.10.

Магнитная индукция в рабочем зазоре под полюсом цилиндра

$$B_{\delta ц} = (\Phi_{\delta ц} \cdot 10^4)/(\alpha_\delta \tau l).$$

Падение магнитного напряжения в рабочих зазорах:

а) под полюсом звезды

$$F_{\delta з} = 0{,}8\delta' B_{\delta з} \cdot 10^4;$$

б) под полюсом цилиндра

$$F_{\delta ц} = 0{,}8\,\delta' B_{\delta ц} \cdot 10^4;$$

в) на пару полюсов

$$F_\delta = F_{\delta з} + F_{\delta ц}.$$

Индукция в зубце якоря под полюсом звезды для трапецеидального зубца:

а) в узком сечении

$$B_{z\,макс} = (B_{\delta з} t_z \beta_i)/(b_{z\,мин} k_{з.с} \gamma_в),$$

где $b_{z\,мин} = \pi(D + 2h_у)/z - b_п$; $h_у$ — высота усика зубца;

б) в широком сечении

$$B_{z\,мин} = (B_{\delta z} t_z \beta_i)/(b_{z\,макс} k_{з.с} \gamma_в),$$

где $B_{z\,макс} = \dfrac{\pi(D + 2h_п)}{z} - b_п;$

в) в среднем сечении

$$B_{z\,ср} = (B_{\delta з} t_z \beta_i)/(b_{z\,ср} k_{з.с} \gamma_в),$$

где $b_{z\,ср} = \pi(D + h_п)/z - b_п;$

г) для зубца с параллельными стенками

$$B_{zз} = (B_{\delta з} t_z \beta_i)/(b_z k_{з.с} \gamma_в),$$

где $b_z = (B_{\delta з} t_z \beta_i)/(B_z k_{з.с} \gamma_в)$.

Напряженности поля в зубце якоря под полюсом звезды $H_{zмакс}$, $H_{zмин}$, $H_{zср}$, $H_{zз}$ определяются по кривым намагничивания для соответствующих сталей.

Расчетная напряженность магнитного поля в зубце якоря под полюсом звезды для трапецеидального зубца

$$H_{zз}=(H_{z\,макс}+H_{z\,мин}+4H_{z\,ср})/6.$$

При $B_z>1{,}8$ Тл необходимо учитывать поток, проходящий по пазу (см. гл. 2).

Падение магнитного напряжения в зубце якоря под полюсом звезды

$$F_{zз}=H_{zз}h_z.$$

Магнитная индукция в зубце якоря под полюсом цилиндра:

а) для трапецеидального зубца (индукция определяется на $^1/_3$ от его минимального сечения)

$$B_{z1/3}=(B_{\delta ц}t_z\beta_i)/(b_{z\,1/3}k_{з.с}\gamma_в),$$

где $b_{z1/3}=\pi(D+2h_п/3)/z$ — ширина зубца якоря на расстоянии $^1/_3$ от его минимального сечения;

б) для зубца с параллельными стенками

$$B_{zц}=(B_{\delta ц}t_z\beta_i)/(b_zk_{з.с}\gamma_в).$$

Падение магнитного напряжения в зубцовом слое под полюсом цилиндра

$$F_{zц}=H_{zц}h_z.$$

Падение магнитного напряжения в зубцовом слое

$$F_z=F_{zз}+F_{zц}.$$

Индукция в спинке якоря (см. рис. 5.3 и 5.5).

$$B_{ja}=\Phi_\delta\cdot 10^4/(2h_{ja}lk_{з.с}\gamma_в).$$

Для статей 1412 (Э-32) $\Delta=0{,}35$ мм и 1521 (Э-44) $\Delta=0{,}20$ мм можно допустить индукции в ярме:

$$B_{ja}\leqslant 1{,}5 \text{ Тл при } f=400 \text{ Гц},$$

$$B_{ja}\leqslant 1{,}4 \text{ Тл при } f=1000 \text{ Гц}.$$

Длина средней силовой линии в ярме якоря

$$L_{ja}=\pi(D+2h_z+h_{ja})/(2p).$$

Падение магнитного напряжения в ярме якоря

$$F_{ja}=H_{ja}L_{ja},$$

где H_{ja} — напряженность поля в ярме якоря определяется по кривым намагничивания стали для ярма (с учетом коэффициента Хаберли).

Падение магнитного напряжения в якоре

$$F_{\delta zj}=F_\delta+F_z+F_{ja}.$$

Коэффициент магнитной цепи якоря

$$k_{\mu a}=F_{\delta zj}/F_{\delta}=1+(F_z+F_{ja})/F_{\delta}. \qquad (5.81)$$

МДС якоря

$$F_{я}=F_{\delta zj}+F_{ad},$$

где $F_{ad}=0{,}9m(w_{ф}k_{о}/p)k_d I_{н}\sin\psi$ — МДС реакции якоря по продольной оси (уточняется после определения параметров обмотки якоря и построения векторной диаграммы напряжений),

$$F_{ad}=0{,}9k_{о}A\tau\sin(\varphi+\pi/9).$$

Магнитный поток рассеяния полюсов звезды

$$\Phi_{sm}=F_{я}G_{sm}.$$

Значение G_{sm} подсчитывается по соответствующим формулам (см. § 5.4).

Магнитная индукция в полюсе звезды

$$B_{mз}=\Phi_{mз}\cdot 10^4/S_{mз}.$$

Длина средней магнитной силовой линии в полюсе звезды (см. рис. 5.4)

$$L_{mз}\approx(D_{р}-h_{m\,ц.макс}-d_{в})/2, \qquad (5.82)$$

где $h_{mц\,макс}$ — максимальная высота полюсного наконечника (см. § 5.3).

Падение магнитного напряжения в полюсе звезды

$$F_{mз}=H_{mз}L_{mз}.$$

Напряженность $H_{mз}$ определяется по кривым намагничивания.

Индукция в полюсе цилиндра (см. § 5.3)

$$B_{mц}=(\Phi_{mц}\cdot 10^4)/S_{mц}.$$

Длина средней силовой магнитной линии в полюсе цилиндра (рис. 5.15)

$$L_{mц}\approx l/2N. \qquad (5.83)$$

Падение магнитного напряжения в полюсе цилиндра

$$F_{mц}=H_{mц}L_{mц}.$$

Магнитная индукция кольцевой части цилиндра (см. § 5.3)

$$B_{ц.к}=\Phi_{ц.к}/S_{ц.к}.$$

Длина средней силовой магнитной линии кольцевой части цилиндра (рис. 5.15) (см)

$$L_{ц.к}=b_{к}+b_{ск}/2+0{,}3\approx 2l/N, \qquad (5.84)$$

где $b_{к}$ и $b_{ск}$ — ширина соответственно катушки возбуждения и скобы (см. рис. 5.5 и 5.11).

Окончательное значение $L_{ц.к}$ определяется после расчета $b_к$.

Падение магнитного напряжения в кольцевой части цилиндра

$$F_{ц.к}=H_{ц.к}L_{ц.к}.$$

Индукция во втулке (см. § 5.3)

$$B_{вт}=\Phi_{полн}\cdot 10^4/S_{вт}=[(pk_{т.и}\sigma_{sв})/(S_{вт}N)]\,\Phi_{mз}\cdot 10^4, \qquad (5.85)$$

где $S_{вт}$ — площадь поперечного сечения втулки и магнитного вала вместе; $k_{т.и}$ — коэффициент магнитного потока торцовой поверхности звезды, определяемый по кривым (рис. 5.16).

Длина средней силовой магнитной линии во втулке (примерно равная $L_{ц.к}$)

$$L_{вт}=L_{ц.к}=b_к+b_{ск}/2+ +0{,}3\approx 2l/N. \qquad (5.86)$$

Окончательное значение $L_{ц.к}$ определяется после расчета $b_к$.

Падение магнитного напряжения во втулке

$$F_{вт}=H_{вт}L_{вт}.$$

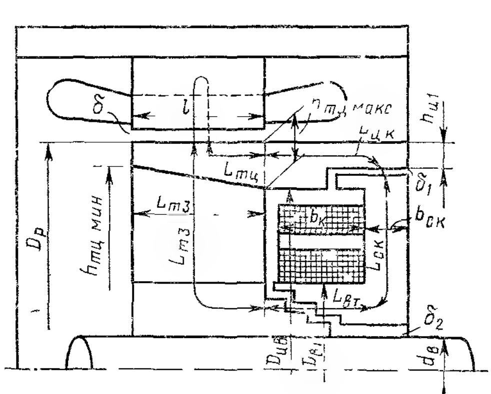


Рис. 5.15. Схема для расчета магнитной цепи генератора

Магнитная индукция в скобе

$$B_{ск}=\Phi_{полн}\cdot 10^4/S_{ск}$$

(для одинакового сечения скобы по радиусу).

Длина средней магнитной силовой линии в скобе

$$L_{ск}\approx(D_р-2h_{m\,ц.макс}-D_{вт})/2+l_{\delta 1}/4. \qquad (5.87)$$

Значение $L_{ск}$ уточняется по эскизу магнитной цепи (см. рис. 5.5 и 5.15).

Падение магнитного напряжения в скобе

$$F_{ск}=H_{ск}L_{ск}.$$

Напряженность $H_{ск}$ определяется по кривым намагничивания.

Магнитный поток в дополнительном зазоре вала δ_2 (уточненное значение)

$$\Phi_{в\delta_2}=(pk_{т.и}/N)\,\Phi_{mз}.$$

Падение магнитного напряжения в дополнительном зазоре вала δ_2

$$F_{\delta 2}=0{,}8\delta_2 B_{\delta 2}\cdot 10^4,$$

где $B_{\delta 2}$ — величина, подсчитываемая по формуле (5.50).

Падение магнитного напряжения в дополнительном зазоре цилиндра δ_1

$$F_{\delta 1}=0{,}8\delta_1 B_{\delta 1},$$

где $B_{\delta 1}$ — величина, определяемая согласно (5.58), а значение потока $\Phi_{ц\,к}$ — согласно (5.37).

Суммарное падение магнитного напряжения в магнитной цепи

$$F_{\Sigma}=F_{\delta zj}+F_{\delta 1}+F_{\delta 2}+F_{mз}+F_{mц}+F_{ц.к}+F_{в1}+F_{ск}.$$

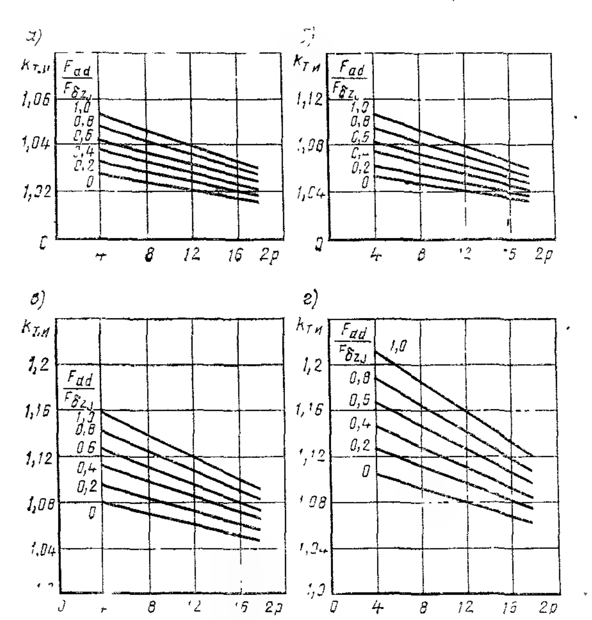


Рис. 5.16. Коэффициент магнитного потока торцевой поверхности полюса звезды:

а — $\delta'/D=0{,}002$; *б* — $\delta'/D=0{,}004$; *в* — $\delta'/D=0{,}006$; *г* — $\delta'/D=0{,}008$

Коэффициент магнитной цепи

$$k_{\mu\delta}=F_{\Sigma}/(F_{\delta zj}+F_{\delta 1}+F_{\delta 2}). \tag{5.88}$$

Суммарная МДС обмоток возбуждения

$$F_{в}=k_{з}(F_{\Sigma}+F_{ad})N, \tag{5.89}$$

где $k_{з}=1{,}1$ — коэффициент запаса по МДС возбуждения.

Параметры обмотки возбуждения рассчитываются по известной методике, т. е. определяются площадь поперечного сечения провода, ток в обмотке, число витков в катушке, омическое сопротивление обмоток; затем производится раскладка витков катушки возбуждения.

Уточняется размер катушки $b_к$ (см. рис. 5.5 и 5.11).

По формулам (5.74)—(5.77) подсчитывается эквивалентная проводимость рассеяния обмотки возбуждения $G_{sв}$.

Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{sв}=F'_в G_{sв}. \tag{5.90}$$

Коэффициент рассеяния обмотки возбуждения

$$\sigma_{sв}=(\Phi_{полн}+\Phi_{sв})/\Phi_{полн}. \tag{5.91}$$

МДС, действующая на путях межполюсного рассеяния при нагрузке (уточненное значение)

$$F_{sm}=F_я+0,5(F_{mз}+F_{mц})=F_{\delta zj}+F_{ad}+0,5(F_{mз}+F_{mц}).$$

Магнитный поток межполюсного рассеяния

$$\Phi_{sm}=F_{sm}G_{sm}, \tag{5.92}$$

где G_{sm} — величина, подсчитываемая по формулам (5.60)—(5.71).

Коэффициент рассеяния полюсов

$$\sigma_{sm}=(\Phi_{\delta з}+\Phi_{sm})/\Phi_{\delta з}. \tag{5.93}$$

Магнитный поток $\Phi_{sбок}$ (см. рис. 5.1 и 5.3), приходящийся на вылет лобовой части индуктора

$$\Phi_{sбок}=2p(\delta'/l)(F_{s\,бок}/F_{\delta ц})\,\Phi_{\delta ц}g'_{s\,бок}. \tag{5.94}$$

Магнитный поток $\Phi_{sвн}$ (см. рис. 5.1 и 5.3), приходящийся на торец скобы под обмотку возбуждения,

$$\Phi_{s\,вн}=2p(\delta'/l)(F_{s\,вн}/F_{\delta ц})\,\Phi_{\delta ц}g_{s\,вн}. \tag{5.95}$$

В формулах (5.94) и (5.95) $g'_{s\,бок}$ и $g'_{s\,вн}$ — относительные проводимости для внешнего магнитного потока (рис. 5.17);

$$F_{s\,бок}=F_{\delta ц}+F_{zц}+0,5F_{ja}+F_{mц}+0,5F_{ц.к}+0,5F_{ad}$$

— магнитное напряжение, под которым находится магнитная проводимость, соответствующая потоку $\Phi_{sбок}$;

$$F_{s\,вн}=F_{\delta ц}+F_{zц}+0,5F_{ja}+F_{mц}+F_{ц.к}+F_{\delta 1}+0,5F_{ск}+0,5F_{ad}$$

— магнитное напряжение, под которым находится магнитная проводимость, соответствующая потоку $\Phi_{sвн}$; $F_{\delta ц}$ — падение магнитного напряжения в воздушном зазоре под полюсом цилиндра.

Суммарная величина внешнего магнитного потока

$$\Phi_{вн}=\Phi_{s\,бок}+\Phi_{s\,вн}. \tag{5.96}$$

Величина внешнего магнитного потока $\Phi_{вн}$ сравнивается с величиной, предварительно полученной по (5.37а). Расхождение не должно превышать 10%.

Коэффициент использования внешнего магнитного потока

$$k_{и.я}=\Phi_\delta/\{\Phi_\delta+[(1-k_{в.ис})\Phi_{вн}/p]\}. \quad (5.97)$$

Знание проводимостей и потоков рассеяния полюсов, обмотки возбуждения, внешнего потока рассеяния, коэффициента использования внешнего потока рассеяния позволяет уточнить размеры магнитной цепи, падения магнитных напряжений и МДС обмотки возбуждения, расчетных коэффициентов.

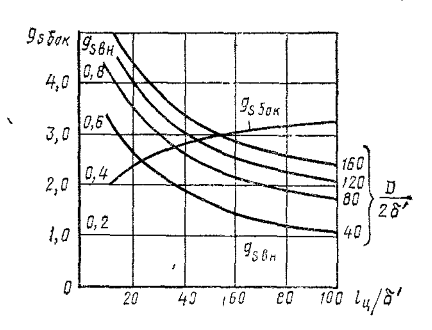


Рис. 5.17. Относительные магнитные проводимости внешнего потока:

$g_{s\,бок}=f(l_ц/\delta')$; $g_{s\,вн}=\varphi(l_ц/\delta')$; $(D/z\delta')$;

где $l_ц$ — вылет цилиндрической части индуктора за пределы якоря

В соответствии с выражениями (5.12), (5.13), (5.17), (5.18), (5.20) уточняются главные размеры машины.

Уточняются размеры магнитной цепи и параметры обмотки якоря.

Согласно методике определения размеров магнитной цепи ротора и скобы обмотки возбуждения (5.3) уточняются параметры и размеры генератора:

$\Phi_{\delta з}$, $\Phi_{mз}$, $S_{зm}$, $\Phi_в$, $k_{т.и}$, $D_в$, $\Phi_{mц}$, $S_{mц}$, $\Phi_{ц.к}$, $\Phi_{полн}$, $S_{вг}$, $D_{вг}$, $S_{ск}$, $b_{ск2}$, $D_{ск.в}$, $D_{ск.н}$, $F_в$, $b_к$, $\Phi_{\delta 2}$, $l_{\delta 2}$, $l_{вг1}$, $l_{вт2}$, $h_{вт2}$, $l_{вт3}$, и др.

По расчетным формулам (5.4) уточняются значения проводимостей рассеяния полюсов, обмотки возбуждения.

По расчетным формулам (5.5) уточняется падение магнитных напряжений, МДС и коэффициенты рассеяния $F_{\delta з}$, $F_{\delta ц}$, F_z, $F_{zц}$, $F_{zз}$, F_{ja}, F_{ad}, $F_{mз}$, $F_{mц}$, $F_{ц.к}$, $F_{вт}$, $F_{ск}$, $F_{\delta 1}$, $F_{\delta 2}$, $F_в$, $\sigma_{sв}$, σ_{sm}; уточняется значение потока $\Phi_{вн}$ и $k_{и.я}$.

Затем можно повторно уточнить размеры и параметры магнитной цепи.

Задаваясь различными значениями расчетного магнитного потока в воздушном зазоре и определяя падения магнитного напряжения на отдельных участках магнитопровода, строим характеристику холостого хода магнитной цепи

$$\Phi_\delta=f(F_\Sigma), \quad (5.98)$$

где

$$F_\Sigma=F_\delta+F_z+F_{ja}+F_{mз}+F_{mц}+F_{ц.к}+F_{вт}+F_{ск}+F_{\delta 2}+F_{\delta 1}.$$

§ 5.6. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ГЕНЕРАТОРА

К определяемым параметрам генератора относятся активное сопротивление фазы обмотки якоря r_a, индуктивное сопротивление

рассеяния обмотки якоря X_s, индуктивные сопротивления реакции якоря по продольной X_{ad} и поперечной X_{aq} осям.

Методика определения активного сопротивления r_a и индуктивного сопротивления рассеяний X_s изложена в гл. 2. Индуктивные сопротивления реакции якоря по продольной X_{ad} и поперечной X_{aq} осям определяются в соответствии со схемами замещения магнитных проводимостей для потока реакции якоря по продольной и поперечной осям (рис. 5.18). Значения магнитных проводимостей подсчитываются следующим образом.

Магнитная проводимость воздушного рабочего зазора на пару полюсов:

а) по продольной оси

$$G_{\delta d}=[(\mu_0\pi Dl)/(4p\delta')]\,k_d; \quad (5.99)$$

б) по поперечной оси

$$G_{\delta q}=[(\mu_0\pi Dl)/(4p\delta')]\,k_q, \quad (5.100)$$

где $\mu_0=0{,}4\pi 10^{-8}$; k_d и k_q — коэффициенты приведения МДС реакции якоря по продольной и поперечной осям к МДС обмотки возбуждения; коэффициенты k_d, $k_q=f(\alpha_p,\ \delta'/\tau)$, определяемые по кривым (см. гл. 2).

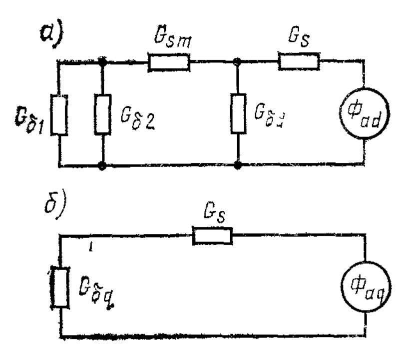


Рис. 5.18. Схемы замещения магнитных проводимостей по продольной (*а*) и поперечной (*б*) осям генератора

Магнитная проводимость межполюсного рассеяния

$$G_{sm}=[(\sigma_{sm}-1)/k_d]\,G_{\delta a}\alpha_i. \quad (5.101)$$

Магнитная проводимость дополнительного зазора цилиндра

$$G_{\delta 2}=\frac{\mu_0\pi}{\delta_2 p}\left(\frac{D^2_{\text{вт}1}-d^2_{\text{в}}}{4k_{\text{г.в}}}\right)+\sum_1^n D_{\text{вт}i}l_{\text{вт}i}, \quad (5.102)$$

где $k_{\text{т.в}}=\delta_{\text{т}}/\delta_a\gg 2$ — коэффициент дополнительного зазора вала, учитывающий проводимость торцового зазора; $\delta_{\text{т}}$ и $\delta_{\text{а}}$ — торцовый и аксиальный зазоры соответственно.

Магнитная проводимость дополнительного зазора цилиндра δ_1

$$G_{\delta 1}=\frac{\mu_0\pi}{\delta_1 p}\left[\frac{(D_{\text{ск.н}}+2\delta_1)^2-D^2_{\text{ц.в}}}{4k_{\text{т.ц}}}+\sum_1^n D_{\text{ц}i}l_{\text{ск}i}\right], \quad (5.103)$$

где $k_{\text{т ц}}=k_{\text{т в}}$ — коэффициент дополнительного зазора цилиндра, учитывающий проводимость торцового зазора; $D_{\text{ц}i}$ — внутренний диаметр цилиндра на i-й ступени скобы (см. рис. 5.11).

Магнитная проводимость по продольной оси генератора

$$G_{ad}=\frac{G_{\delta d}\,[G_{sm}+NG_{\delta 1}G_{\delta 2}/(G_{\delta 1}+G_{\delta 2})]}{G_{\delta d}+G_{sm}+NG_{\delta 1}G_{\delta 2}/(G_{\delta 1}+G_{\delta 2})}. \quad (5.104)$$

Магнитная проводимость по поперечной оси (рис. 5.18, *б*)

$$G_{ad}=G_{\delta q}.$$

Индуктивное сопротивление реакции якоря по продольной оси

$$X_{ad}=8mf\,[w_{\text{ф}}^2 k_{\text{о}}^2/(\pi p)]\,G_{ad}/k_{\mu\delta}. \qquad (5.105)$$

где $k_{\mu\delta}=F_{\Sigma}/(F_{\delta zj}+F_{\delta 1}+F_{\delta 2})$ — коэффициент магнитной цепи машины.

Индуктивное сопротивление реакции якоря по поперечной оси

$$X_{aq}=8mf\,[w_{\text{ф}}^2 k_0^2/(\pi p)]\,G_{aq}/k_{\mu a}, \qquad (5.106)$$

где $k_{\mu a}=F_{\delta zj}/F_{\delta}$ — коэффициент магнитной цепи якоря.

Построение векторной диаграммы напряжений и определение МДС возбуждения при нагрузке. Цель построения векторной диаграммы напряжения — определения ЭДС по продольной оси E_d при нагрузке, ЭДС холостого хода E_0, угла между вектором тока I и направлением ЭДС холостого хода E_0 — угла ψ. Вычисление E_d позволяет определить величину магнитного потока по продольной оси Φ_d, а следовательно, и падение магнитного напряжения в магнитопроводе. По углу ψ рассчитывается МДС реакции якоря по продольной и поперечной осям. По векторной диаграмме напряжения определяется необходимая МДС обмотки возбуждения и действительное значение коэффициента k_E.

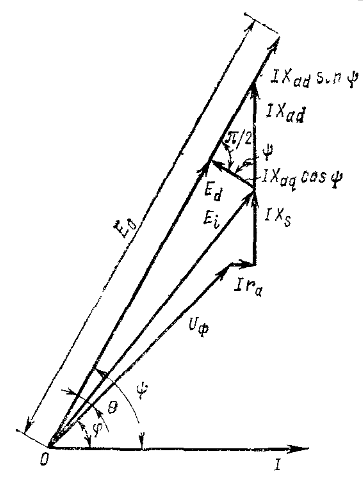


Рис. 5.19. Векторная диаграмма напряжений генератора

Векторная диаграмма напряжения строится в следующем порядке.

По горизонтали (рис. 5.19) откладывается вектор тока I.

Под углом φ к вектору тока проводится вектор напряжения $U_\text{ф}$.

Из вершины вектора $U_\text{ф}$ проводится вектор падения напряжения в активном сопротивлении $Ir_\text{а}$ параллельно вектору I ($r_\text{а}$ берется в нагретом состоянии).

Из вершины вектора $Ir_\text{а}$ перпендикулярно ему откладывается вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния IX_s.

Путем соединения конца вектора IX_s с началом координат (точка O) определяются значение внутренней ЭДС якоря E_i и значение коэффициента $k_E=E_i/U_\text{ф}$.

На продолжении вектора IX_s откладывается вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении реакции якоря по поперечной оси IX_{aq}.

Конец вектора IX_{aq} соединяется с началом координат; получается направление вектора ЭДС холостого хода E_0 и величины углов ψ и θ.

Определяется значение ЭДС якоря по продольной оси E_d. Для этого опускается перпендикуляр из конца вектора IX_s на направление ЭДС холостого хода E_0.

Из конца вектора E_d на его продолжении откладывается вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении реакции якоря по продольной оси $IX_{ad} \sin \psi$; определяется величина вектора ЭДС холостого хода E_0.

Данные, полученные из построений диаграммы напряжений для максимального тока перегрузки $I = I_{\text{макс}}$, позволяют уточнить следующие значения МДС реакции якоря и МДС обмотки возбуждения.

МДС реакции якоря на пару полюсов

$$F_a = 0{,}9m\,(w_ф k_0/p)\,I_{\text{макс}}.$$

Составляющие МДС реакции якоря на пару полюсов:

а) по продольной оси

$$F_{ad} = F_a k_d \sin \psi,$$

б) по поперечной оси

$$F_{aq} = F_a k_q \cos \psi;$$

коэффициенты k_d и k_q определяются по кривым (см. рис. 2.42, *а*).

По величине $E_d = 4k_ф w_ф k_0 f \Phi_d$ определяется значение магнитного потока Φ_d по продольной оси.

По величине Φ_d, пользуясь характеристикой холостого хода, определяется падение магнитного напряжения F_Σ, соответствующее ему.

МДС обмотки возбуждения при нагрузке

$$F_в = F_\Sigma + F_{ad}.$$

Если МДС обмотки возбуждения больше МДС, принятой для расчета обмотки возбуждения, то следует произвести соответствующие уточнения параметров обмотки возбуждения.

§ 5.7. ПРЕДЕЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ ГЕНЕРАТОРА С ВНУТРИЗАМКНУТЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

Основное расчетное уравнение электрической машины устанавливает связь между электромагнитной мощностью P и основными геометрическими размерами: диаметром расточки якоря D и активной длиной пакета якоря l. При этом

$$P_э = mE_i I_ф, \qquad (5.107)$$

где E_i — результирующая ЭДС в обмотке якоря

$$E_i = 4k_ф k_0 w_ф f \Phi_\delta, \qquad (5.108)$$

Φ_δ — знакопеременная составляющая результирующего магнитного потока в активном зазоре.

Применительно к рассматриваемым генераторам магнитный поток Φ_δ на полюсном делении

$$\Phi_\delta = k_{и.я}\Phi_{\delta з} = k_{и.я}\alpha_\delta B_{\delta з}\pi Dl/(2p), \qquad (5.109)$$

где $\Phi_{\delta з} = \alpha_\delta B_{\delta з}\tau l$, $B_{\delta з}$ — максимальная магнитная **индукция** под полюсом звезды.

При этом выражение для $E_г$ принимает вид

$$E_г = 4k_ф k_0 w_ф f k_{и.я}\alpha_\delta B_{\delta з}\pi Dl/(2p). \qquad (5.110)$$

Так как

$$I_ф = \pi DA/(2mw_ф),$$

то, подставляя $E_г$ и $I_ф$ в исходное выражение для $P_э$, получаем (В·А)

$$P_э = m4k_ф k_0 w_ф \frac{pn}{60} k_{и.я}\alpha_\delta B_{\delta з}\frac{\pi D}{2p} l \frac{\pi DA}{2mw_ф} = \frac{\pi^2}{60} k_ф k_о k_{и.я}\alpha_\delta B_{\delta з}AD^2ln. \qquad (5.111)$$

Выражение для предельной мощности машины с внутризамкнутым магнитопроводом получается из выражения (5.111), если учесть, что предельными являются величины $B_{\delta з}$ и A:

$$P_{э.пред} = 0{,}165k_ф k_0 k_{и.я}\alpha_\delta D^2ln\,(B_{\delta з}A)_{пред}. \qquad (5.112)$$

Предельное значение в воздушном зазоре под полюсом звезды $(B_{\delta з})_{пред}$ определяется из условия прохождения магнитного потока $\Phi_{полн}$ через скобу обмотки возбуждения и втулку скобы.

Полный поток скобы обмотки возбуждения

$$\Phi_{полн} = (p/N)\,\alpha_\delta\,(B_{\delta з})_{пред}\tau l\sigma_{sm}k_{г.и}\sigma_{sв}. \qquad (5.113)$$

С другой стороны,

$$\Phi_{полн} = (B_{ск})_{пред}S_{вт} = (\pi D_р^2/4)k_{вг}\,(B_{ск})_{пред}, \qquad (5.114)$$

где $(B_{ск})_{пред}$ — предельно допустимое значение индукции в скобе; $k_{вг} = (D_{вт}^2 - d_в^2)/D_р^2$ — коэффициент использования поперечного сечения ротора для прохождения магнитного потока $\Phi_{полн}$.

Приравнивая последние два выражения и учитывая, что $\tau = \pi D/2p$, находим

$$(B_{\delta з})_{пред} = \frac{N}{2}\,\frac{k_{вт}}{\alpha_\delta\sigma_{sm}k_{т.и}\sigma_{sв}}\,\frac{(B_{ск})_{пред}}{\lambda}. \qquad (5.115)$$

Из (5.115) видно, что $B_{\delta з}$ определяется коэффициентом использования поперечного сечения ротора для прохождения магнитного потока $k_{вт}$. В реальных машинах $k_{вт} \approx 0{,}2$, что заставляет выбирать $\lambda \leqslant 0{,}3$ в машинах с несимметричной системой возбуждения (см. рис. 5.3) и $\lambda \leqslant 0{,}6$ — с симметричной системой возбуждения (см. рис. 5.1).

После подстановки выражения (5.115) в (5.112) получаем

$$P_{\text{э.пред}} = 0,165\,(N/2)\,[(k_{\text{ф}} k_0 k_{\text{и.я}} k_{\text{вт}})/(\sigma_{sm} k_{\text{г.и}} \sigma_{s\text{в}})]\, D_{\text{р}}^3\, n\, (B_{\text{ск}} A)_{\text{пред}} \quad (5.116)$$

или, учитывая, что

$$V_{\text{р}} = \pi D_{\text{р}} n/60,$$

линейная скорость на периферии ротора (м/с)

$$P_{\text{э.пред}} = 0,58N\, [(k_{\text{ф}} k_0 k_{\text{и.я}} k_{\text{вт}})/(\sigma_{sm} k_{\text{т.и}} \sigma_{s\text{в}})]\, (B_{\text{ск}} A)_{\text{пред}}\, (V_{\text{р}}^3/n^2) \cdot 10^3. \quad (5.117)$$

Если принять при $f = 400$ Гц; $k_{\text{ф}} = 1,11$; $k_0 = 0,9$; $k_{\text{вт}} = 0,2$; $B_{\text{ск}} = 1,6$ Тл; $k_{\text{и я}} = 0,8$; $A = 250$ А/см, $\sigma_{sm} = 1,4$; $\sigma_{s\text{в}} = 1,2$, то для машин с симметричной системой возбуждения получаем (кВ·А)

$$P_{\text{э.пред}} = 4,4\,(V_{\text{р}}^3/n^2)\, 10^3. \quad (5.118)$$

ГЛАВА 6

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

§ 6.1. МАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ И КОНСТРУКЦИИ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Индукторные генераторы как электрические машины известны и применяются более 100 лет. Особенно широкое применение они получили в последние десятилетия как источники питания повышенной частоты

Индукторные генераторы просты по конструкции и надежны; допускают высокие частоты вращения Их можно выполнять на большие частоты (тысячи герц), при которых они имеют наибольшие преимущества по сравнению с генераторами других типов. В индукторных генераторах легко регулировать напряжение.

Основные типы индукторных машин можно классифицировать по следующим признакам:

1. По применению — генераторы, двигатели, преобразователи
2. По пространственному расположению системы возбуждения — одноименнополюсные; разноименнополюсные.
3. По системе возбуждения — с электромагнитным возбуждением; магнитоэлектрические.
4. По структуре активного слоя — классическая активная зона с одинарным и двойным шагом; гребеночная активная зона с одинарным и двойным шагом.

Несмотря на многообразие типов индукторных машин, принцип их работы одинаков и состоит в том, что наведение ЭДС происходит под влиянием переменной составляющей магнитного потока, периодически изменяющего свою величину в воздушном зазоре машины В результате магнитная цепь индукторной машины в отличие от переменнополюсных машин классического типа должна быть рассчитана на более чем в два раза больший магнитный поток.

На практике большей частью пользуются классификацией индукторных машин по типу активной зоны и по пространственному расположению системы возбуждения.

Индукторные машины можно разделить на три группы: 1) одноименнополюсные; 2) разноименнополюсные; 3) с гребеночной зубцовой зоной.

К первой группе (одноименнополюсной) относятся такие машины, в которых магнитный поток проходит вдоль оси вала ротора (рис. 6.1 и 6.2). Такие машины являются одноименнополюс-

ными. Одноименнополюсные индукторные генераторы выполняются однопакетными (рис. 6.1) и двухпакетными (рис. 6.2) с односторонним (рис. 6.1) и двусторонним (см. рис. 1 9) возбуждением. Пакеты статора и индуктора (звездочки) набраны из листов электротехнической стали. Обмотки возбуждения кольцевого типа размещаются на статоре. Рабочий магнитный поток проходит через рабочие и нерабочие воздушные зазоры, пакеты статора и индуктора, корпус, фланец (у однопакетных) и втулку индуктора. Корпус, фланец и втулка — стальные, массивные; являются частью

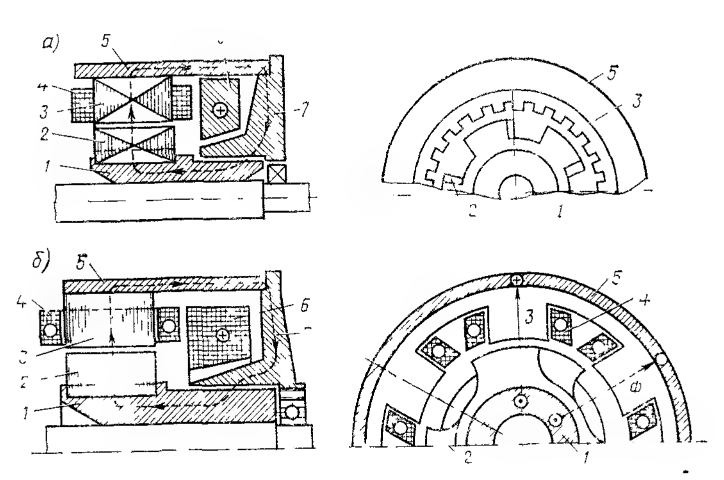


Рис 6 1 Конструктивные схемы однопакетных одноименнополюсных генераторов с распределенной (*а*) и катушечной однофазной (*б*) обмотками

1 — втулка ротора, *2* — пакет ротора; *3* — пакет якоря, *4* — обмотка якоря, *5* — корпус статора, *6* — обмотка возбуждения, *7* — фланец

магнитной цепи Вал вместе с массивной втулкой образует часть магнитопровода.

Одноименнополюсные индукторные машины выполняются как трехфазные, так и однофазные. Обмотка якоря может быть распределенной (рис. 6.1, *а*), как в обычных машинах со знакопеременным потоком, так и в виде катушек на каждом из зубцов якоря (рис. 6.1, *б* и 6 2, *а*). В последнем случае предусматриваются открытые пазы

В однопакетных одноименнополюсных генераторах фланец является частью магнитопровода (см. рис 6 1) и используется активно. Конструкция однопакетного генератора достаточно проста. Однопакетные генераторы находят применение при относительно небольшой мощности (до 6 кВ·А). При большей мощности масса однопакетного генератора получается на 25—30% выше по сравнению с двухпакетным за счет массивного тяжелого фланца.

В двухпакетных одноименнополюсных генераторах магнитный поток последовательно проходит через оба пакета и, таким образом, используется дважды (рис. 6 2). Фланцы генератора изготов-

ляются из конструкционных немагнитных материалов. Для получения синусоидальной формы напряжения предусматривается скос зубцов индуктора на 0,5—0,7 зубцового деления статора.

Полный период изменения ЭДС в секции якоря индукторного генератора происходит при повороте ротора на одно зубцовое деление ротора, поэтому число пар полюсов в такой машине равно

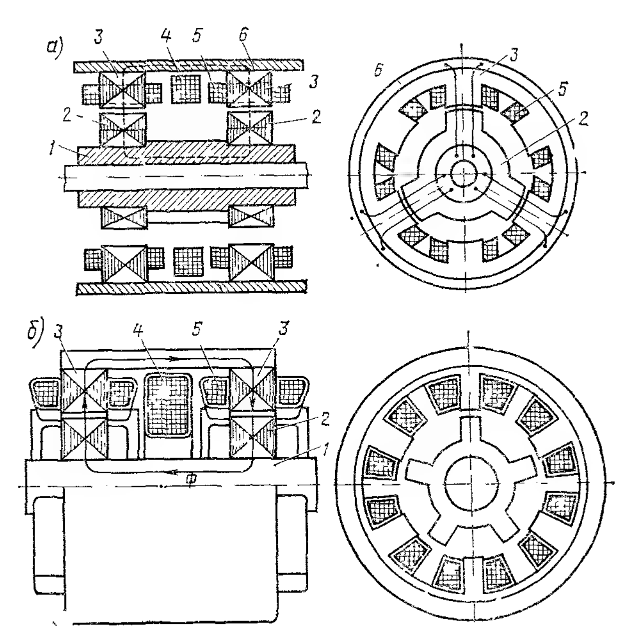


Рис. 6.2 Одноименнополюсные двухпакетные индукторные генераторы в однофазном (*а*) и трехфазном (*б*) исполнении

1 — цилиндр ротора; *2* — зубчатые пакеты ротора; *3* — пакеты статора, *4* — катушка возбуждения; *5* — обмотка статора; *6* — внешний магнитопровод

числу зубцов ротора

$$p = z_2. \qquad (6.1)$$

Число пазов на статоре зависит от выбранного числа пазов на полюс и фазу

$$z_1 = 2z_2mq. \qquad (6.2)$$

При вращении индуктора в секциях обмотки якоря наводится ЭДС с основной частотой

$$f = z_2n/60. \qquad (6.3)$$

В разноименнополюсных машинах (вторая группа) (рис. 6.3) магнитный поток проходит в плоскости, перпендикулярной оси вала ротора. В разноименнополюсном генераторе ротор при вращении перемагничивается, и поэтому он всегда выполняется ших-

тованным. Пакет статора обычно также выполняется шихтованным, хотя спинка статора может выполняться массивной.

В пакете статора наряду с пазами, в которых размещается обмотка переменного тока, имеются пазы большого размера, в которых размещаются катушки возбуждения. Дуга расточки статора, на которой расположены пазы с обмоткой переменного тока, равняется целому числу зубцовых делений ротора. Если это условие не выполняется, то при вращении ротора поток, сцепленный с об-

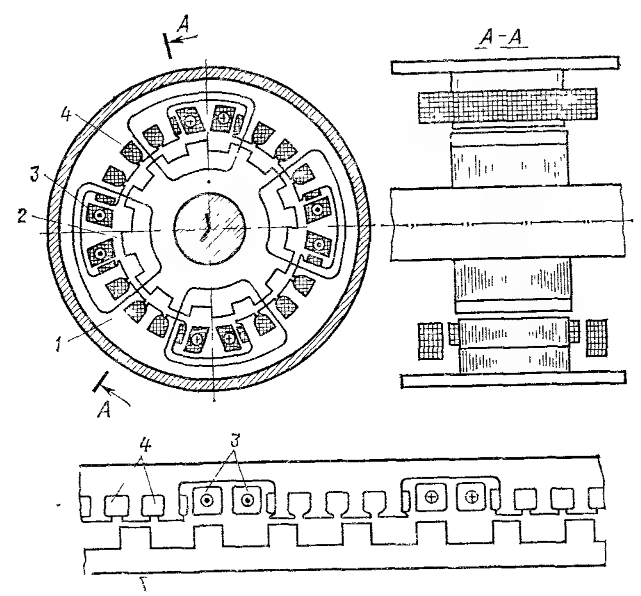


Рис 6.3. Разноименнополюсный индукторный генератор с классической зубцовой зоной:

1 — статор; 2 — ротор, 3 — обмотка возбуждения; 4 — обмотка якоря

моткой возбуждения, пульсирует. Эти пульсации демпфируются замкнутым контуром обмотки возбуждения, что приводит к дополнительным потерям. Кроме того, у такого генератора несинусоидальная форма кривой напряжения и повышенный уровень шума.

МДС каждой катушки возбуждения при протекании по ней постоянного тока создает магнитный поток в пределах ширины катушки возбуждения, направленный перпендикулярно оси вала. Ширина катушки определяет полюс. Полярность полюсов чередуется. Поэтому такая машина называется разноименнополюсной или переменнополюсной. Число полюсов машины, созданное МДС катушек возбуждения, определяется числом катушек, расположенных в пазах статора. Катушки возбуждения соединяются последовательно или в несколько параллельных групп в зависимости от напряжения источника их питания.

Принцип работы такого генератора на участке между двумя большими пазами тот же, что и у одноименнополюсного генератора. Таким образом, участок дуги статора, заключенный между двумя большими пазами, соответствует отдельному пакету одноименнополюсного генератора.

При вращении ротора индукция в воздушном зазоре пульсирует от максимального значения до минимального. Вследствие изменения потокосцепления с секциями обмотки якоря в них наводится ЭДС с частотой первой гармоники, определяемой числом зубцов ротора и частотой вращения ротора (6.3).

Частота тока разноименнополюсных индукторных генераторов не зависит от числа полюсов, созданных МДС обмотки возбуждения, а определяется числом зубцов на роторе так же, как в одноименнополюсном индукторном генераторе.

В разноименнополюсных индукторных генераторах ротор вращается под полюсами разноименной полярности, созданными МДС катушек возбуждения. В этом случае сталь ротора перемагничивается с частотой

$$f=p_в n/60, \tag{6.4}$$

где $p_в$ — число пар полюсов, созданных МДС катушек возбуждения. Число пар полюсов в разноименнополюсных индукторных генераторах может быть различно — в зависимости от мощности машины, ее основных размеров. В построенных машинах $2p_в=4$, 6, 8 и более.

Поскольку сталь ротора переменнополюсного генератора перемагничивается, то в ней возникают потери. Поэтому пакет ротора набирают из листов электротехнической стали.

Сравнивая одноименнополюсные и разноименнополюсные генераторы, можно установить:

а) зубцы ротора у одноименнополюсных генераторов не перемагничиваются и поэтому могут выполняться нешихтованными, что позволяет повысить окружную скорость до 150 м/с; при этом потери в стали снижаются; разноименнополюсные генераторы имеют повышенные потери в стали, допускают меньшие значения скоростей ($v\leqslant 90$ м/с);

б) обмотка возбуждения в одноименнополюсных генераторах имеет меньшие размеры и массу и, следовательно, меньшее сопротивление и потери;

в) обмотка якоря одноименнополюсных генераторов при однофазном и многофазном исполнении симметрична в магнитном отношении; у разноименнополюсных имеется магнитная несимметрия отдельных фаз обмотки якоря при многофазном исполнении.

Недостатками одноименнополюсных генераторов в сравнении с разноименнополюсными являются: а) наличие длинного и тяжелого вала ротора со втулкой тяжелой массивной станины, а следовательно, и большей массы, так как магнитный поток возбуждения проходит аксиально по втулке ротора и ярму статора; при однокорпусном исполнении велико рассеяние магнитного потока

через корпус приводного электродвигателя; у разноименнополюсных генераторов отсутствуют осевые магнитные потоки.

Размеры втулки ротора и сердечника в разноименнополюсных генераторах определяются в основном конструктивными соображениями; корпус машины не является магнитопроводом и может выполняться из легких и немагнитных материалов, вал — коротким; масса магнитной цепи и всей конструкции получается меньшей в сравнении с одноименнополюсными генераторами;

б) момент инерции ротора (вследствие большой массы) и инерция магнитного поля (магнитная цепь содержит большие массивные участки) значительны; разноименнополюсные генераторы имеют меньший момент инерции ротора;

в) большая постоянная времени цепи возбуждения, так как обмотка возбуждения имеет малое активное сопротивление и большую индуктивность (весь поток возбуждения сцеплен с одной обмоткой возбуждения, что затягивает переходные процессы и увеличивает перенапряжения при сбросе нагрузки); разноименнополюсные генераторы имеют меньшую постоянную времени, так как катушки возбуждения рассредоточены.

Недостатком разноименнополюсных генераторов является то, что размеры пазов под обмотку возбуждения и их число необходимо выбирать так, чтобы магнитный поток возбуждения при любом положении ротора оставался постоянным.

Разноименнополюсные генераторы являются более предпочтительными по сравнению с одноименнополюсными, если частоты вращения относительно невелики. Уменьшение фазовой несимметрии (до 3%) можно достичь рядом способов. Основными из них являются:

а) выполнение числа пазов под обмотку возбуждения кратным числу фаз и различной ширины, чтобы в эти пазы поочередно попадали все фазы одинаковое число раз;

б) выполнение такого числа полюсов $2p_в$, чтобы его отношение к числу пазов под обмотку возбуждения после сокращения имело в знаменателе число, равное числу фаз.

Величина несимметрии по фазам снижается при снижении линейной нагрузки и увеличении отношения $2p_в$ к числу пазов под обмотку возбуждения.

Индукторные генераторы первой и второй групп по геометрической конфигурации активной зоны якоря являются генераторами с классической активной зоной, у которых активная зона якоря геометрически подобна синхронным машинам. Генераторы с классической активной зоной позволяют генерировать ЭДС до нескольких тысях герц (до 3500 Гц).

Третья группа генераторов имеет гребеночную зубцовую зону, которая позволяет генерировать ЭДС с частотой до нескольких десятков тысяч герц. Генераторы с гребеночной зоной на зубце статора (с пульсирующим потоком зубца ротора) являются развитием первой и второй групп. Они могут выполняться разноименнополюсными, когда обмотка возбуждения располагается в

пределах активной зоны, и одноименнополюсными, когда обмотка возбуждения находится вне активной зоны генератора.

Конфигурация зубцовой зоны разноименнополюсного генератора с гребеночной активной зоной с равными зубцовыми шагами на роторе и статоре показана на рис. 6.4, *а*, на котором показано размещение катушек возбуждения и якоря. Для катушек возбуждения в статоре выполнены специальные большие пазы. Пунктирными линиями показано направление магнитного потока, создаваемого током возбуждения. На поверхности каждого зубца статора предусмотрено определенное число мелких зубцов с определенным зубцовым делением. Число зубцов на роторе соответствует расчетному числу зубцов статора. Расположение зубцов ротора и статора выбирается так, что если зубцы одного основного зубца оказались над зубцами ротора, то зубцы соседнего зуба, охватываемого той же катушкой возбуждения, оказываются над пазами ротора. Поверхность основного зубца имеет вид гребенки. Поэтому такие машины называют с гребеночной активной зоной.

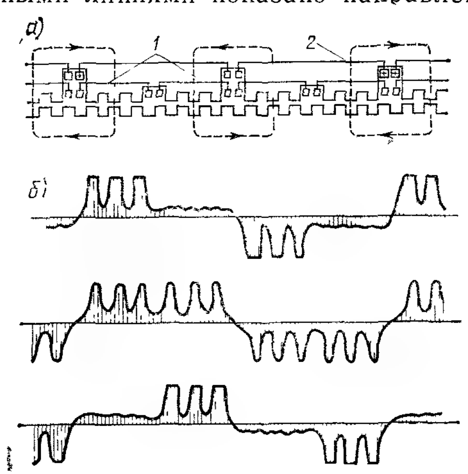


Рис. 6.4. Конфигурация гребеночной зубцовой зоны (*а*) и распределение индукции в воздушном зазоре (*б*):
1 — обмотка якоря; *2* — обмотка возбуждения

На рис. 6.4, *б* показано также распределение индукции в воздушном зазоре при трех последовательных положениях ротора со смещением на $^1/_2$ зубцового деления. Потокосцепление обмотки якоря при вращении ротора изменяется по величине (без изменения знака). В результате этого наводится ЭДС.

Если секция обмотки якоря охватывает два зуба (рис. 6 5), то в этом случае при вращении ротора потокосцепление обмотки якоря в отличие от всех рассмотренных типов генераторов изменяется не только по величине, но и по знаку. Величина потока, пронизывающего секцию, изменяется на величину $2(\Phi_{\text{макс}}-\Phi_{\text{мин}})$, где $\Phi_{\text{макс}}$ — поток под зубом при совпадении зубцов статора и ротора, $\Phi_{\text{мин}}$ — поток под зубом, когда зубцы статора оказываются над пазами ротора.

Примером выполнения одноименнополюсных индукторных генераторов с гребеночной активной зоной может служить однопакетный трехфазный генератор (рис. 6.6). Здесь обмотка возбуждения вынесена за пределы активной зоны. Каждая секция обмотки якоря охватывает два зубца.

Основными типами индукторных машин являются машины с классической активной зоной. Наиболее распространенные из

них — это машины одноименнополюсные. Поэтому изложение рабочего процесса и методики расчета проводится применительно к индукторным генераторам с классической активной зубцовой зоной.

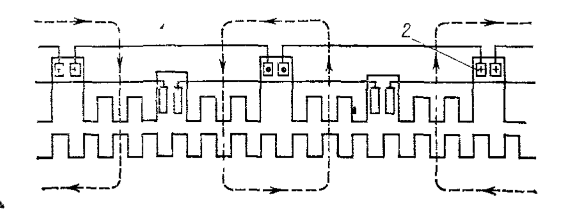


Рис 6 5 Конфигурация гребеночной зубцовой зоны, когда обмотка якоря охватывает два зуба:

1 — обмотка якоря, *2* — обмотка возбуждения

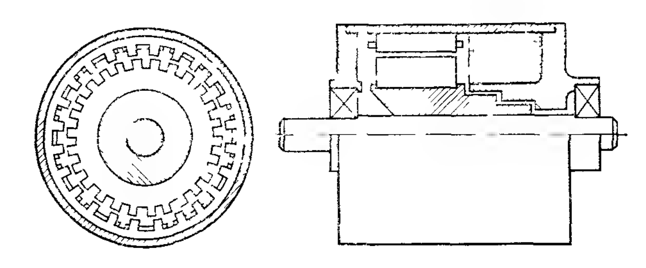


Рис. 6.6. Однопакетный трехфазный индукторный генератор с гребеночной активной зоной

§ 6.2. ОСОБЕННОСТИ РАБОЧЕГО ПРОЦЕССА В ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

В индукторном генераторе при вращении ротора воздушный зазор относительно рассматриваемой точки статора изменяется от наименьшего, когда над указанной точкой расположен зубец ротора, до наибольшего, когда над той же точкой окажется паз (впадина ротора). При этом изменяется магнитная проводимость воздушного зазора.

В общем случае магнитная проводимость в воздушном зазоре G_δ может содержать гармонические всех порядков и выражается гармоническим рядом

$$G_\delta = \mu_0 l \lambda_\delta = \mu_0 l \left(\lambda_0 + \sum_{\nu=1,\,2,\,3,\,4,\,5} \lambda_\nu \cos \nu\omega t\right), \qquad (6.5)$$

где $\lambda_\delta = G_\delta / (\mu_0 l) = b_z/\delta$ — удельная магнитная проводимость воздушного зазора (на единицу аксиальной длины якоря, безразмерная величина); b_z — расчетное значение ширины зубца индуктора; λ_0 — постоянная составляющая удельной магнитной проводимости;

λ_ν — амплитуда ν-й переменной составляющей удельной магнитной проводимости.

Несинусоидальный характер изменения магнитной проводимости воздушного зазора обусловливает несинусоидальный характер изменения индукции потока в воздушном зазоре, а следовательно, и ЭДС в обмотке якоря. В индукторных машинах в кривой индукции воздушного зазора сильно выражены четные гармонические. Как показывают измерения и расчеты, амплитуды четных гармонических индукций поля (особенно второй и четвертой) достигают больших значений от амплитуды первой гармонической (табл. 6.1).

Таблица 6.1

Гармонические	1	2	3	4	5	6
Амплитуда, % от основной	100	26	15	17	3	6
Потери, %	100	40	15	52	5	12

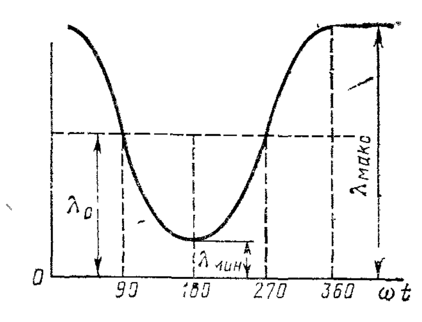


Рис. 6.7. Кривая проводимости воздушного зазора (первой гармонической)

Кроме искажения формы кривой ЭДС высшие гармонические вызывают значительные потери в стали (табл. 6.1). Полные потери в стали легко могут превышать 200% от величины потерь, вычисленных для основной гармонической тока.

На уменьшение высших гармонических в ЭДС обмотки якоря и потерь в стали влияет:

а) выбор соответствующих параметров зубцовой зоны и прежде всего полюсной дуги, при которых ограничиваются величины четных и нечетных гармоник [см. (6.3)];

б) выбор соответствующих параметров обмотки якоря;

в) выбор материала магнитопровода с низкими удельными потерями.

Если рассматривать первую гармоническую магнитной проводимости, то значение удельной проводимости зазора

$$\lambda_{\delta 1}=\lambda_0+\lambda_1 \cos \omega t, \tag{6.6}$$

где λ_1 — амплитуда переменной составляющей удельной проводимости зазора по первой гармонической.

Согласно рис. 6.7,

$$\lambda_1=(\lambda_{макс}-\lambda_{мин})/2, \tag{6.7}$$

$$\lambda_2=(\lambda_{макс}+\lambda_{мин})/2. \tag{6.8}$$

При вращении ротора магнитная индукция в зазоре изменяется. Кривая ее изменения подобна кривой изменения проводимости; изменяется также и магнитный поток в воздушном зазоре, наводится ЭДС e_1 (рис. 6.8). Постоянная составляющая потока во времени не изменяется, поэтому она не наводит ЭДС.

Четные гармонические магнитного потока наводят ЭДС в проводниках обмотки якоря. Однако если число пазов на полюс и фазу $q=c/d$ имеет нечетное число в знаменателе дроби, то четные гармонические исчезают, так как они находятся в противофазе в проводниках сторон, составляющих секцию.

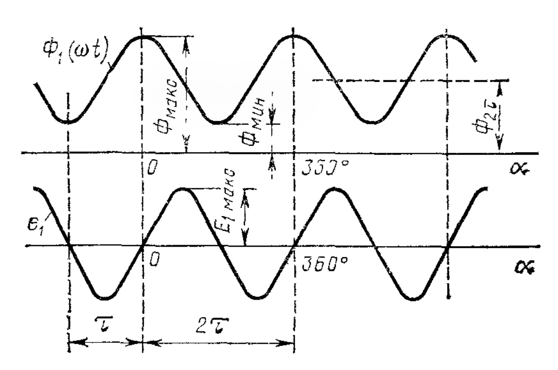


Рис. 6.8. Кривые изменения магнитного потока $\Phi_1(\omega t)$ и ЭДС холостого хода e_1 в индукторных генераторах

В ЭДС обмотки якоря ярко выражены нечетные гармонические, которые возникают при изменении магнитного потока вследствие изменения магнитной проводимости:

$$e_\nu = -w_\text{ф} d\Phi_\nu(\omega t)/dt, \tag{6.9}$$

где

$$\left.\begin{aligned} &\Phi_\nu(\omega t) = (2/\pi)\,\tau B_\nu l \cos \omega t, \\ &\text{или} \\ &\Phi_\nu(\omega t) = \mu_0 F_\delta l \lambda_\nu \cos \omega t. \end{aligned}\right\} \tag{6.10}$$

Здесь B_ν — величина ν-й гармонической индукции.

Действующее значение ЭДС обмотки якоря

$$E = \pi\sqrt{2} f w_\text{ф} k_{01} \Phi_1 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_3 k_{03}}{\lambda_1 k_{01}}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_5 k_{05}}{\lambda_1 k_{01}}\right)^2 + \dots} \tag{6.11}$$

Значение первой гармонической ЭДС в обмотке якоря

$$E_1 = \pi\sqrt{2} f w_\text{ф} k_{01} \Phi_1, \tag{6.12}$$

где

$$\Phi_1 = \mu_0 F_\delta l \lambda_1 \tag{6.13}$$

— первая гармоническая потока.

В частном случае для однофазных генераторов с катушечной обмоткой ($q=1$, рис. 6 1, *б* и 6.2, *а*), если принять закон изменения переменной составляющей магнитного потока косинусоидальным

$$\Phi_I(\omega t)=0{,}5(\Phi_{макс}-\Phi_{мин})\cos\omega t, \qquad (6.14)$$

то мгновенные и действующие значения первой гармонической ЭДС равняются соответственно.

$$e_1=\omega w_к z_1[(\Phi_{макс}-\Phi_{мин})/2]\sin\omega t; \qquad (6.14а)$$

$$E_1=4{,}44 z_1 w_к \Phi_{макс}(1-\Phi_{мин}/\Phi_{макс})/2, \qquad (6.14б)$$

где $w_к$ — число витков в катушке; z_1 — число последовательно включенных катушек якоря.

Значения $\Phi_{макс}$ и $\Phi_{мин}$ равняются соответственно:

$$\Phi_{макс}=\mu_0 F_\delta l\lambda_{макс};\quad \Phi_{мин}=\mu_0 F_\delta l\lambda_{мин}. \qquad (6.14в)$$

Поток на зубцовом делении ротора

$$\Phi_{2\tau}=\mu_0 F_\delta l\lambda_0. \qquad (6.15)$$

Использование магнитного потока на зубцовом делении ротора характеризуется коэффициентом использования магнитного потока

$$k_{ис}=\Phi_1/\Phi_{2\tau}. \qquad (6.16)$$

Подставив значения λ_1 и λ_0 в выражения для Φ_1 и $\Phi_{2\tau}$, получаем

$$k_{ис}=(1-\lambda_{макс}/\lambda_{мин})/(1+\lambda_{макс}/\lambda_{мин}). \qquad (6.17)$$

При нагрузке генератора в цепи якоря

$$i_а=\sum_{\nu=1,3,5,7} I_{m\nu}\sin\nu\omega t, \qquad (6.18)$$

где $I_{m\nu}$ — амплитуда ν-й гармонической тока якоря.

МДС обмотки якоря по первой гармонической для генераторов одноименнополюсных и разноименнополюсных

$$F_а=(m/2)\cdot 0{,}9 I w_ф k_{01}/z_2. \qquad (6.19)$$

В случае трехфазной обмотки

$$F_а=1{,}35 I_1 w_ф k_{01}/z_2,$$

где $I_1=I_{макс1}/\sqrt{2}$ — действующее значение тока первой гармоники.

МДС реакции якоря вращается с синхронной скоростью относительно зубцов статора и воздействует на основное поле возбуждения. Влияние ее на поле возбуждения и на электромагнитные процессы, происходящие в индукторных генераторах, имеет свою специфику, так как проводимости зазора над зубцом и пазом ротора резко отличаются

Пользуясь методом двух реакций, т. е. рассматривая действия составляющих МДС реакции якоря по продольной и поперечной

осям полюса, можно построить кривые распределения магнитного поля от МДС реакции якоря по продольной и поперечной осям машины (рис. 6.9). В индукторном генераторе продольная ось d проходит посередине зубца, а ось q — по пазам ротора.

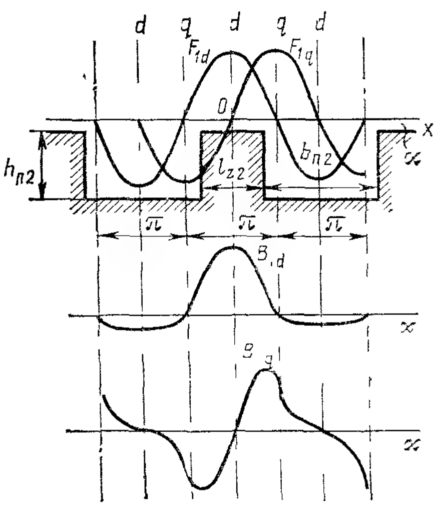
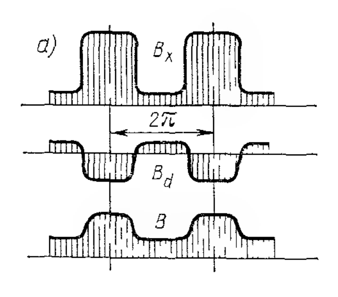


Рис. 6.9. МДС реакции якоря (первая гармоническая) по продольной и поперечной осям зубца ротора и создаваемые ими поля

На рис. 6.10 приведены кривые поля возбуждения B_x, поля от МДС реакции якоря и результирующего поля B при индуктивной (*а*) и активной (*б*) нагрузках.

Как показано на рисунке, размагничивающая МДС реакции якоря (при индуктивной нагрузке) вызывает значительное уменьшение индукции под зубцом и увеличение индукции под пазом ротора. Поперечная реакция якоря при активной нагрузке вызывает значительное искажение формы кривой поля. Так как обычно индукторный генератор работает на активно-индуктивную нагрузку, то в этом случае возникает одновременно поперечная и продольная составляющие реакции якоря.



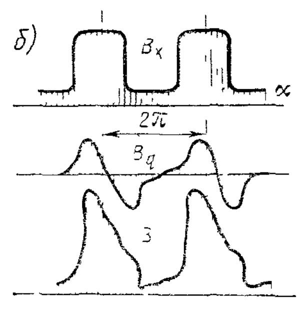


Рис. 6.10. Магнитные поля в индукторном генераторе (без скоса пазов ротора) при индуктивной (*а*) и активной (*б*) нагрузках

Для трехфазной индукторной машины составляющие МДС реакции якоря отдельно по осям d и q равняются (для первой гармонической)

$$F_d = F_{d1} = F_a \sin\psi; \quad F_q = F_{q1} = F_a \cos\psi, \tag{6.20}$$

где ψ — угол сдвига по фазе между ЭДС холостого хода E_0 и током якоря I.

Суммарная МДС F_a представляет собой сумму векторов F_d и F_q

$$\overline{F}_a = \overline{F}_d + \overline{F}_q.$$

Поле, созданное МДС F_d в индукторной машине, в отличие от продольного поля якоря машин со знакопеременным потоком оказывается несимметричным относительно горизонтальной оси (рис. 6.10, *а*).

Магнитные потоки от МДС реакции якоря по продольной и поперечной осям определяются соответственно выражениями

$$\Phi_d = \mu_0 F_d l \lambda_d, \quad \Phi_q = \mu_0 F_d l \lambda_q, \tag{6.21}$$

где λ_d и λ_q — удельные магнитные проводимости по продольной и поперечной осям для потоков Φ_d и Φ_q.

Для генераторов с обмоточным коэффициентом $k_0 = 1$, работающих на чисто активную нагрузку, значения λ_d и λ_q приближенно равняются [15]:

$$\left.\begin{aligned} \lambda_d &= \lambda_0 + 0{,}5\lambda_2 + g_\text{п} \approx \lambda_0 + 0{,}5\lambda_2; \\ \lambda_q &= \lambda_0 - 0{,}5\lambda_2 + g_\text{п} \approx \lambda_0 - 0{,}5\lambda_2, \end{aligned}\right\} \tag{6.22}$$

где $g_\text{п}$ — удельная проводимость пазового рассеяния.

Первые гармонические потоков реакции якоря по продольной и поперечной осям

$$\Phi_{1d} = (2/\pi) B_{1d} \tau l = \mu_0 F_d l \lambda_{1d}; \tag{6.23}$$

$$\Phi_{1q} = (2/\pi) B_{1q} \tau l = \mu_0 F_q l \lambda_{1q}, \tag{6.24}$$

где λ_{1d} и λ_{1q} — удельные проводимости по продольной и поперечной осям для первой гармонической составляющей магнитного потока.

Таким образом, влияние реакции якоря проявляется в изменении гармонического состава магнитного потока в зубцах и других участках магнитной цепи, изменении соотношения между постоянными и гармоническими составляющими магнитных потоков, а также в изменении и смещении их максимумов относительно начала отсчета углов поворота ротора.

В случае однофазного генератора первая гармоническая пульсирующей МДС реакции якоря

$$F_{a\text{п}} = 0{,}9 I_1 w_\text{ф} k_{01} / z_2 \tag{6.25}$$

и может быть представлена двумя МДС прямой и обратной последовательности с амплитудами

$$F_{a\,\text{пр}} = 0{,}5 F_{a\text{п}}, \quad F_{a\,\text{обр}} = 0{,}5 F_{a\text{п}}, \tag{6.26}$$

которые вращаются в противоположных направлениях. Составляющая прямой последовательности $F_{a\text{пр}}$ вращается синхронно с ротором, а составляющая $F_{a\text{обр}}$ вращается в обратном направлении относительно ротора с двойной частотой.

МДС $F_{a пр}$ можно представить в свою очередь двумя составляющими

$$\overline{F}_{a пр}=\overline{F}_{d}+\overline{F}_{q}, \qquad (6.27)$$

где

$$F_{d}=F_{a пр}\sin\psi=0,45(I_{1}w_{1}k_{01}/z_{2})\sin\psi, \qquad (6.28)$$

$$F_{q}=F_{a пр}\cos\psi=0,45(I_{1}w_{1}k_{01}/z_{2})\cos\psi. \qquad (6.29)$$

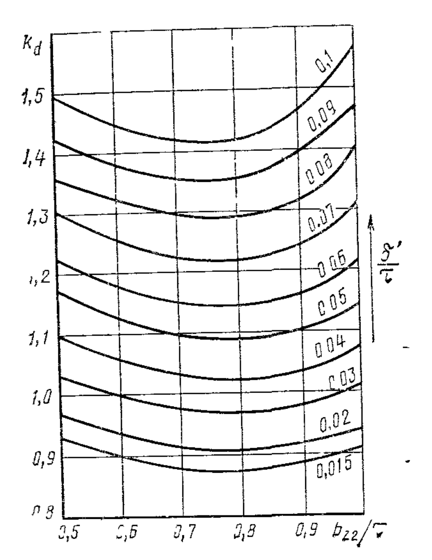


Рис. 6.11. Коэффициент приведения МДС якоря по продольной оси

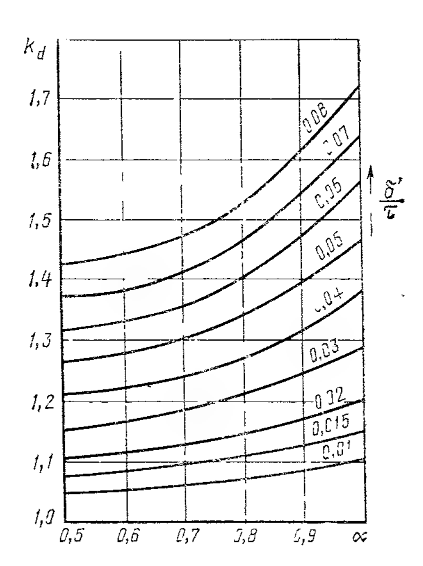


Рис. 6.12. Коэффициент приведения МДС реакции якоря по продольной оси для открытых пазов ($m=1$, $q=1$)

МДС F_d и F_q воздействуют на основное поле аналогично, как это рассмотрено для трехфазного якоря. Составляющая МДС реакции якоря обратной последовательности обусловливает пульсации потока с двойной частотой. В результате этого возникает ток двойной частоты в обмотке возбуждения и в массивных частях ротора.

Размагничивающее действие МДС реакции якоря по продольной оси на обмотку возбуждения

$$F_{ad}=k_{d}F_{d}, \qquad (6.30)$$

где $k_d=\Phi_{1d}/\Phi_1$ — коэффициент приведения продольной реакции якоря к обмотке возбуждения при условии, что МДС якоря F_d создает такое же поле, что и МДС обмотки возбуждения, равная F_{ad}.

Помножая МДС якоря F_d на коэффициент k_d, находят эквивалентную по действию МДС обмотки возбуждения. Для индуктор-

ной машины коэффициент k_d определяется через проводимости воздушного зазора. Значения k_d в зависимости от b_{z2}/τ для различных отношений δ'/τ приведены на рис. 6.11 и 6.12.

Аналогично для поперечной реакции якоря

$$F_{aq} = k_q F_q, \tag{6.31}$$

где

$$k_q = \Phi_{q1}/\Phi_{1d}.$$

Значения k_q в зависимости от отношения δ'/τ при различных b_z/τ приведены на рис. 6.13 и 6.14.

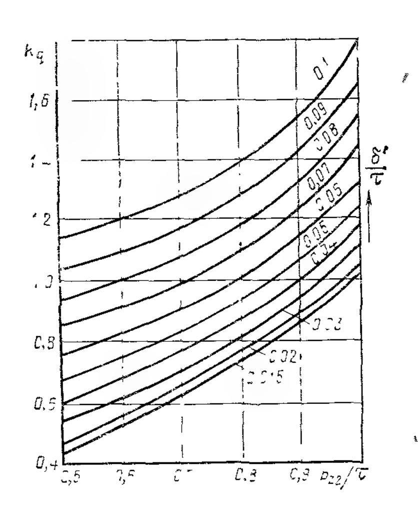


Рис. 6.13. Коэффициент приведения МДС якоря по поперечной оси

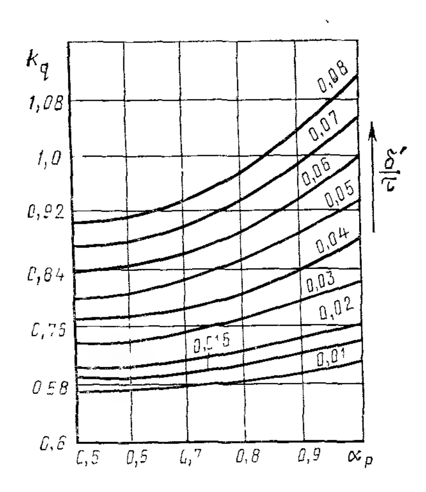


Рис. 6.14. Коэффициент приведения МДС реакции якоря по поперечной оси для открытых пазов ($m=1$, $q=1$)

§ 6.3. ВЫБОР ТИПА МАШИНЫ И ЗУБЦОВОЙ ЗОНЫ

Как и для всякой электрической машины, в техническом задании для индукторных генераторов указываются следующие параметры: $P_{н}$, $P_{макс}$, m, $U_{л}/U_{ф}$, $\cos\varphi$, n, $k_{пер}$.

Выбор типа машины определяется областью применения, мощностью, требуемой частотой тока, допустимой линейной скоростью вращения, ограничениями на размеры.

Однако важнейшим критерием для выбора типа генератора является величина полюсного деления. На основании опыта проектирования индукторных машин установлено [12], например, что однофазный индукторный генератор имеет меньшие размеры активной части, чем обычный синхронный генератор с катушкой возбуждения на каждом полюсе при величине полюсного деления $\tau < 35 \div 45$ мм, и меньшие размеры активной части по сравнению с генератором, имеющим когтеобразный индуктор, при $\tau = 20 \div 30$ мм.

Индукторный генератор с постоянным потоком (в зубце ротора) целесообразно применять при $45 \div 35 > \tau > 4 \div 8$ мм. При полюсном делении, меньшем 4—8 мм, имеет преимущество индукторный генератор с пульсирующим потоком (в зубце ротора). Для многофазных генераторов граница применения индукторных машин смещается в сторону меньших полюсных делений ($\tau < 25 \div 35$ мм при сопоставлении с синхронными явнополюсными генераторами и $\tau < 15 \div 25$ мм при сопоставлении с генераторами когтеобразного типа). В случае многофазных генераторов граница применения индукторных машин с пульсирующим потоком смещается в сторону больших полюсных делений ($\tau = 8 \div 12$ мм). Области применения различных типов генераторов изображены на рис. 6.15.

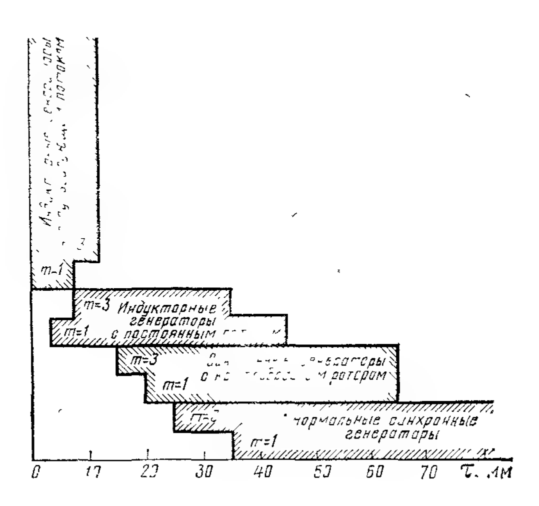


Рис. 6.15. Области применения различных типов генераторов

Указанные границы областей применения различных типов генераторов не являются настолько четкими, чтобы однозначно определить тип генератора. На выбор типа генератора может оказать влияние, как уже упоминалось, область применения, ограничения на размеры, требования обеспечения высокой эксплуатационной надежности, особые требования к характеристикам, конструктивно-технологические требования и др.

Важнейшей задачей расчета индукторных машин является выбор типа зубцовой зоны статора и ее геометрических данных.

Число зубцов статора на полюс и фазу $q = z_1/(2z_2m)$ может быть целым или дробным. Обмотка с дробным числом q применяется для улучшения формы кривой снимаемого напряжения и обеспечения минимально допустимых размеров зубцов и пазов статора, а также полюсного деления

$$\tau = \pi D/(2p) = \pi D/(2z_2). \qquad (6.32)$$

При повышенной частоте размеры зубцов становятся столь малыми, что выполнение $q > 1$, особенно при многофазной обмотке, не представляется возможным. Увеличение диаметра ротора ограничивается допустимой окружной линейной скоростью вращения. Кроме того, возникают технологические трудности, связанные с размещением обмотки якоря с малым шагом (обычно равным τ) в узкие пазы статора.

Увеличение размеров зубцов и пазов статора можно достичь путем уменьшения их числа, т. е. уменьшения q

$$t_{z1}=\pi D/z_1=\pi D/(z_2 2mq)=t_{z2}/(2mq), \quad (6.33)$$

$$t_{z2}=2t_{z1}mq. \quad (6.34)$$

Наиболее характерные значения q для однофазных генераторов выбираются равными: $q=1$ (рис. 6.16, *а, б*) и $q=1/3$ (рис. 6.16, *в*).

Благодаря уменьшению числа зубцов и пазов статора, машину с числом $q=1/3$ можно построить на более высокую частоту вращения, чем при $q=1$. Однако в этом случае каждый зубец статора

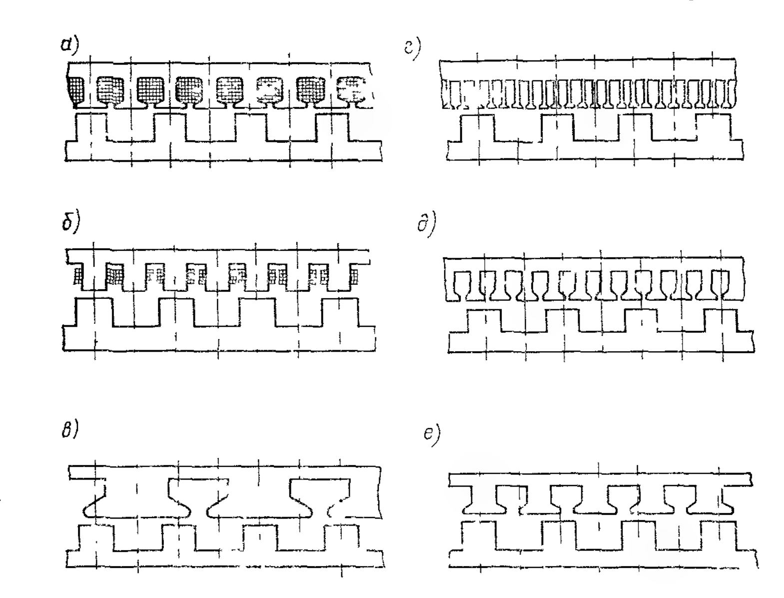


Рис. 6.16. Зубцовые зоны однофазных и трехфазных генераторов

перекрывает расстояние 3τ, что резко снижает переменную составляющую магнитного потока возбуждения, сцепленного с рабочей обмоткой. Индуктивность рассеяния обмотки с шагом 3τ значительно выше, чем с шагом τ. Если при $m=1$ сделать $q=0{,}5$, то каждый зубец статора будет перекрывать 2τ и изменения потока возбуждения, сцепленного с обмоткой такого зубца (раскрытие пазов статора мало), не произойдет. Для получения симметричной магнитной системы число зубцов ротора в однофазных машинах должно быть четным.

Наиболее характерные значения q для трехфазных генераторов выбираются равными: $q=1$ (рис. 6.16, *г*), $q=0{,}5$ (рис. 6.16, *д*), $q=0{,}25$ (рис. 6.16, *е*), $q=1/3$, 1/5, 1/7, 1/11, 2/13, 2/17.

При значениях $q\,(q=C/d)$ с нечетным числом в знаменателе исчезают четные гармонических.

Обмотки якоря, имеющие $q=1/5$ (рис. 6.17, *а*), 1/7 (рис. 6.17, *б*), 1/11, 2/13, 3/17, наибольшее применение нашли в трехфазных высокоскоростных маломощных генераторах. Зубцовые зоны, имеющие такое значение q, устраняют пульсации основного потока и четные гармоники в кривой выходного напряжения, а также обеспечивают достаточно места для размещения обмотки якоря.

У индукторных машин с классической зубцовой зоной практически значение τ должно быть не менее 10 мм, так как при меньших τ выполнение обмотки якоря затруднительно.

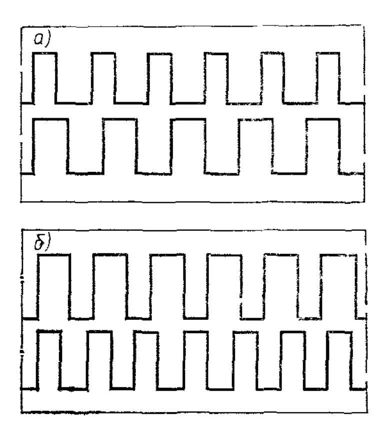


Рис. 6.17. Зубцовые зоны трехфазного генератора $m=3$ при $q=1/5$ (*а*) и $q=1/7$ (*б*)

В табл. 6.2 приведены максимальные частоты ЭДС генераторов при $\tau=10$ мм для трех значений окружной скорости.

Максимально возможное число зубцов индуктора ограничивается не только максимальной частотой вращения генератора, но и его типом. Для вентильных генераторов максимально возможное число зубцов индуктора ограничивается максимальной частотой, допустимой для применяемых выпрямительных диодов $f_{доп}$. Например, для тракторных генераторов, если учесть, что максимальная частота вращения для них $n_{макс}=4200$ об/мин, а $f_{доп}=1300$ Гц, получаем

$$z_2=f_{доп}\cdot 60/n_{макс}=18.$$

При увеличении максимальной частоты вращения до 5500 об/мин допустимая величина z_2 снижается до 14. Однако выбирать число зубцов индуктора близким к допустимому не следует, так как при целесообразных величинах q это приводит к увеличению числа зубцов статора, а следовательно, снижению технологичности конструкции. В то же время при малом числе z_2 снижается частота и увеличиваются габариты машины.

Таблица 6.2

№ п/п	1	2	3
v, м/с	50	75	100
f, Гц	2500	3750	5000

Для индукторных машин с классической зубцовой зоной статора оптимальной по использованию магнитного потока и величине максимальной частоты генерируемой ЭДС является зубцовая

зона с зубцовым делением статора $t_{z1}=\tau(q=1)$ при $m=1$ (см. рис. 6.16, *а*, *б*), с зубцовым делением $t_{z1}\approx\tau$ $(q=0{,}25)$ (см. рис. 6.16, *е*) и $t_{z1}=\tau$ $(q=1)$ (рис. 6.16, *г*) при $m=3$.

Целесообразно применять полузакрытые пазы с прорезью до $0{,}3\tau$, а при $q=1$ и $m=1$ до $(0{,}3\div0{,}4)\tau$. Для тракторных генераторов с $m=3$ в целях упрощения технологии их изготовления применяются открытые пазы.

При выборе геометрии зубцовой зоны определяются такие ее параметры, которые обеспечивают минимальное содержание высших гармонических в кривой напряжения и наилучшие показатели по массе машины. Поэтому за критерий выбора геометрии зубцовой зоны в одном случае принимается минимальное содержание высших гармонических в кривой напряжения, а в другом — минимум удельной массы.

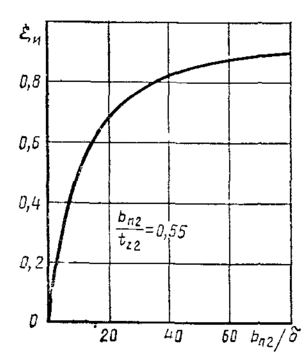


Рис. 6.18. Зависимость $\xi_и=f(b_{п1}/\delta)$

Геометрия зубцовой зоны кроме числа пазов на полюс и фазу q определяется относительным зубцовым делением ротора $\tau_z{}^*=t_{z2}/\delta$ или относительным пазовым делением ротора $\tau_п{}^*=b_{п2}/\delta$, т. е. отношением зубцового шага или ширины паза ротора к воздушному зазору, соотношением между шириной зубцов статора и ротора $\gamma=b_{z2}/b_{z1}$, зубцовым перекрытием $\alpha_z=b_{z2}/t_{z2}$ или пазовым перекрытием $\alpha_п=b_{п2}/t_{z2}$, углом скоса зубцов ротора $\alpha_{ск}$ (внутренним).

Величина и форма ЭДС в проводнике обмотки якоря зависят от переменной составляющей магнитного потока $\Phi_\sim=\Phi_{макс}-\Phi_{мин}$, которая в свою очередь определяется размерами зубца и паза ротора.

Отношение переменного потока к полному

$$\xi_и=(\Phi_{макс}-\Phi_{мин})/(\Phi_{макс}+\Phi_{мин}) \qquad (6.35)$$

зависит от соотношения ширины зубца и паза ротора, а также глубины паза и величины воздушного зазора.

При слишком широком зубце амплитуда переменной составляющей потока снижается — она зависит от глубины паза. Чем меньше глубина паза, тем больше поток $\Phi_{мин}$, тем меньше переменная составляющая потока и его первая гармоническая.

Установлено, что глубина паза должна быть не менее половины его ширины

$$h_п\geqslant b_{п2}/2 \qquad (6.36)$$

или не менее 20-кратной величины воздушного зазора

$$h_{п2}\geqslant 20\,\delta. \qquad (6.37)$$

Большее увеличение глубины паза ротора нецелесообразно, так как оно приводит к увеличению диаметра расточки и МДС на зубцы ротора.

Если значение $b_{п2}/t_{z2}$ постоянное, то коэффициент $\xi_и$ зависит только от отношения ширины впадины к воздушному зазору. Из графической зависимости $\xi_и = f(b_{п2}/\delta)$ (рис. 6.18) следует, что чем меньше воздушный зазор, тем больше переменная составляющая потока. Так, например, при отношении $b_{п2}/\delta = 50$ значения $\xi_и = 0{,}85$ [13].

В то же время при выборе размеров зубца и паза ротора надо стремиться к тому, чтобы форма кривой ЭДС якоря, созданная переменной составляющей потока, была как можно ближе к синусоиде.

В результате исследований установлено, что для режима холостого хода наименьшая величина высших гармонических в кривой ЭДС якоря получается при

$$\alpha_z = b_{z2}/t_{z2} = 0{,}35 \div 0{,}41, \qquad (6.38)$$

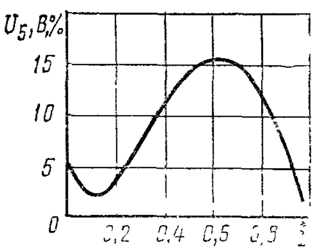


Рис. 6.19. Зависимость напряжения пятой гармонической от тока нагрузки

где b_{z2} — ширина зубца у периферии ротора; t_{z2} — зубцовое деление ротора.

При этом ширина паза у периферии ротора

$$b_{п2} = t_{z2} - b_{z2} = (0{,}65 \div 0{,}58)\,t_{z2}. \qquad (6.39)$$

Так как полюсное деление ротора

$$\tau = 0{,}5t_{z2}, \qquad (6.40)$$

то

$$b_{z2} = (0{,}35 \div 0{,}41)\,t_{z2} = (0{,}70 \div 0{,}82)\,\tau. \qquad (6.41)$$

Оптимальная ширина зубца ротора получается меньше полюсного деления. При отношении ширины зубца к зубцовому делению, равном $\sim 0{,}375$, получается минимум третьей и пятой гармонической магнитной проводимости зазора. В этом случае $b_{z2}/\tau = 0{,}75$.

При нагрузке проявляется сильное влияние гармоник тока на форму кривой напряжения [20]. Отдельные гармонические составляющие сильно изменяются с увеличением нагрузки. Так, например, пятая гармоническая при определенной величине нагрузки сильно возрастает (рис. 6.19).

Кривая изменения коэффициента нелинейных искажений с увеличением нагрузки имеет сложный характер (рис. 6.20). С точки зрения формы кривой напряжения в режиме холостого хода, как уже указывалось, оптимальными следует считать $\alpha_z = 0{,}4$, так как этим зонам соответствует минимальное значение коэффициента нелинейных искажений. Однако при нагрузке минимум коэффициента сдвигается в области меньших и больших зубцовых перекры-

тий (рис. 6.21). Для улучшения формы кривой напряжения следует выбирать зубцовые перекрытия $\alpha_z=0{,}325\div0{,}350$ или $\alpha_z=0{,}4\div0{,}45$ и $\gamma=1$.

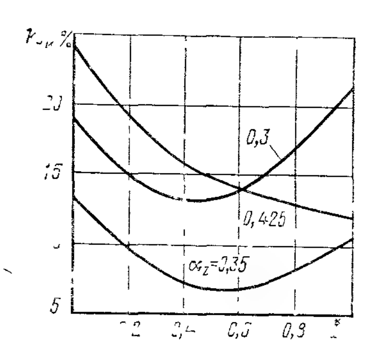


Рис. 6.20. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от тока нагрузки:
$m=2$; $q=1/3$; $\tau_z^*=100$; $\cos\varphi=0{,}8$

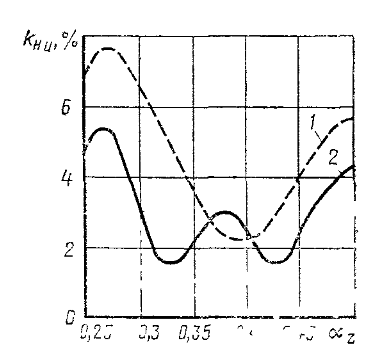


Рис 6.21. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от зубцового перекрытия:
1 — режим холостого хода, 2 — режим нагрузки

Расчеты на ЭЦВМ серии индукторных генераторов с электромагнитным возбуждением показывают, что при мощности $P_н=20\div3000$ Вт и индукции в зубцах от 0,8 до 1,2 Тл оптимальные значения коэффициентов α_z и γ с точки зрения минимума объема ротора $V_р$ (рис. 6.22) находятся в диапазоне:

$$0{,}3\leqslant\alpha_z\leqslant0{,}35 \text{ при } \gamma=1{,}0;$$

$$0{,}35\leqslant\alpha_z\leqslant0{,}4 \text{ при } \gamma=1{,}35.$$

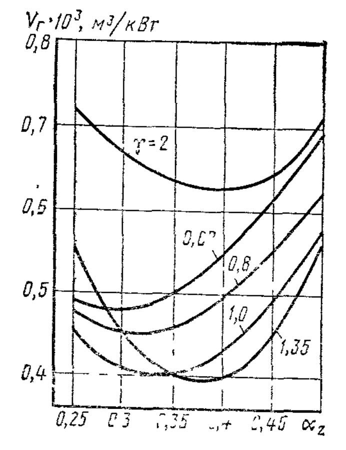


Рис. 6.22 Зависимость удельного объема генератора от геометрии зубцовой зоны:
$m=3$; $q=1/5$; $\tau_z^*=150$; $B_z=1{,}2$ Тл; $n=36\,000$ об/мин; $\cos\varphi=0{,}8$

Зубцы ротора для первой и второй групп машины выбираются прямоугольной формы или трапециевидной скошенной (рис. 6.23). Часто делаются закругления у основания зуба с целью уменьшения механических напряжений.

Недостатком в использовании индукторных генераторов при высоких частотах вращения ротора являются большие потери на сопротивление о воздух. Для снижения этих потерь применяют два способа: понижение давления в полости машины; заполнение пазов ротора немагнитным материалом и, создание цельного круглого ротора, дающего минимум потерь на сопротивление воздуха.

Для улучшения формы кривой ЭДС якоря в индукторных генераторах предусматривается скос зубцов ротора (рис. 6.24). Внутренний угол скоса $\alpha_{ск}$ (в электрических радианах)

$$\alpha_{ск}=(2\pi/t_{z2})b_{ск}, \qquad (6.42)$$

где $b_{ск}$ — отрезок дуги по наружному диаметру ротора.

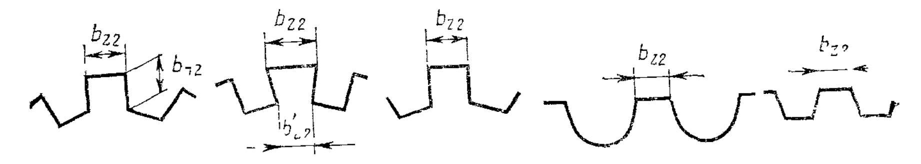


Рис. 6.23. Конструкция зубцов ротора

Снижение ν-й гармонической в кривой ЭДС при скосе пазов учитывается коэффициентом скоса

$$k_{ск}=2\sin[\nu(\alpha_{ск}/2)]/(\nu\alpha_{ск}). \qquad (6.43)$$

Значения коэффициента скоса для первой, третьей и пятой гармонических в зависимости от угла скоса можно представить в виде кривых (рис. 6.25).

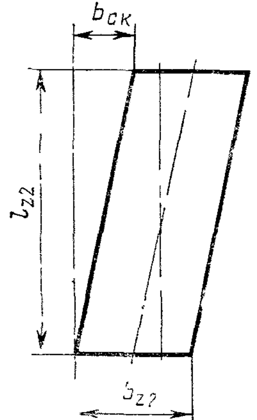


Рис. 6.24. Схема определения коэффициента скоса

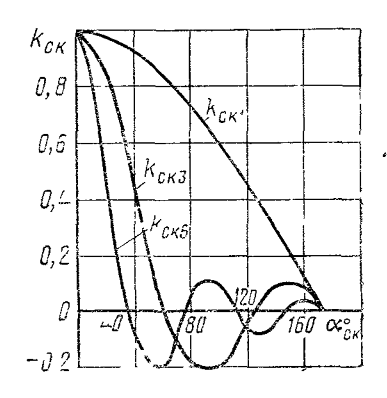


Рис. 6.25. Коэффициенты скоса для первой, третьей и пятой гармонической в зависимости от угла скоса зубцов

Для улучшения формы кривой напряжения при нагрузке следует выбирать угол скоса зубцов ротора $\alpha_{ск}=\pi/4\div2\pi/5$ [13].

Скос пазов ротора улучшает форму кривой ЭДС якоря, но приводит к уменьшению основной, первой гармонической ЭДС.

В индукторных машинах первой и второй групп выбирают скос на величину

$$b_{ск}=(0,4\div0,65)\tau. \qquad (6.44)$$

Так как $\tau = b_{z2}/\alpha_р = b_{z2}/(0{,}7 \div 0{,}8)$,
то

$$b_{ск} = (0{,}5 \div 0{,}92)\, b_{z2}. \qquad (6.45)$$

Геометрия зубцовой зоны однозначно определяется выбранными выше относительными параметрами: числом пазов на полюс

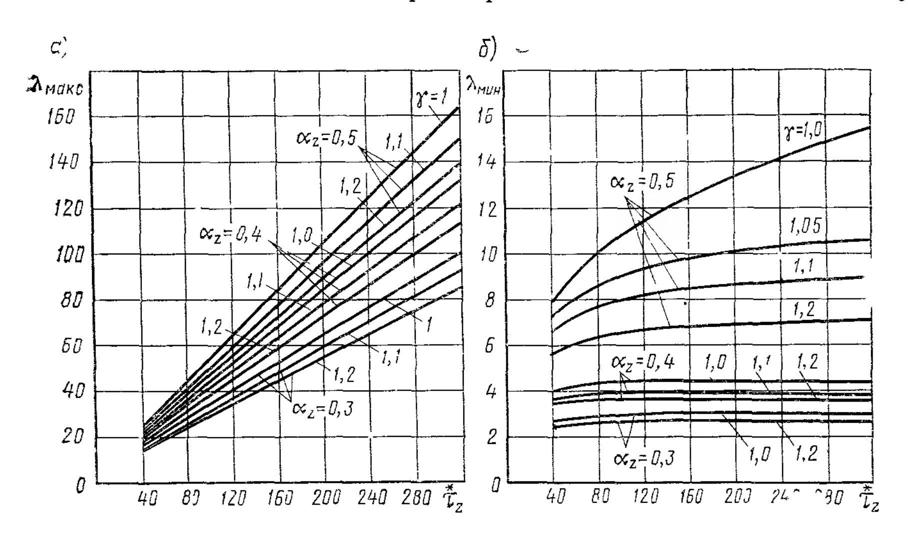


Рис. 6.26. Кривые зависимостей максимальной $\lambda_{макс}$ (*а*) и минимальной $\lambda_{мин}$ (*б*) удельных магнитных проводимостей в функции относительных параметров зубцовой зоны

и фазу $q = z_1/2mz_2$; относительным зубцовым делением ротора $\tau_z^* = t_{z2}/\delta$; зубцовым перекрытием $\alpha_z = b_{z2}/t_{z2}$; соотношением между шириной зубцов статора и ротора $\gamma = b_{z2}/b_{z1}$; относительной глубиной пазов ротора и статора $h^*_{z2} = h_{z2}/t_{z2}$, $h^*_{z1} = h_{z1}/t_{z1}$; углом скоса зубцов ротора $\alpha_{ск}$; формой зубцов ротора.

Выбранные относительные параметры зубцовой зоны определяют значения удельных магнитных проводимостей [15] $\lambda_{макс}$ и $\lambda_{мин}$ (рис. 6.26), λ_0 (рис. 6.27), λ_1 (рис. 6.28), знание которых необходимо для последующих расчетов.

§ 6.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ И РАЗМЕРОВ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ГЕНЕРАТОРА

Объем активной части индукторного генератора по внутренней расточке статора определяется с помощью расчетной формулы, позволяющей определить основные размеры с электромагнитными нагрузками, частотой вращения и расчетными коэффициентами:

$$D^2 l_i = (6{,}1 \cdot 10^7 P')/(\alpha_i k_ф k_о k_{ис} \alpha_в A B_\delta n), \qquad (6.46)$$

где $P' = P_н k_E$ — расчетная электромагнитная мощность, кВ·А;

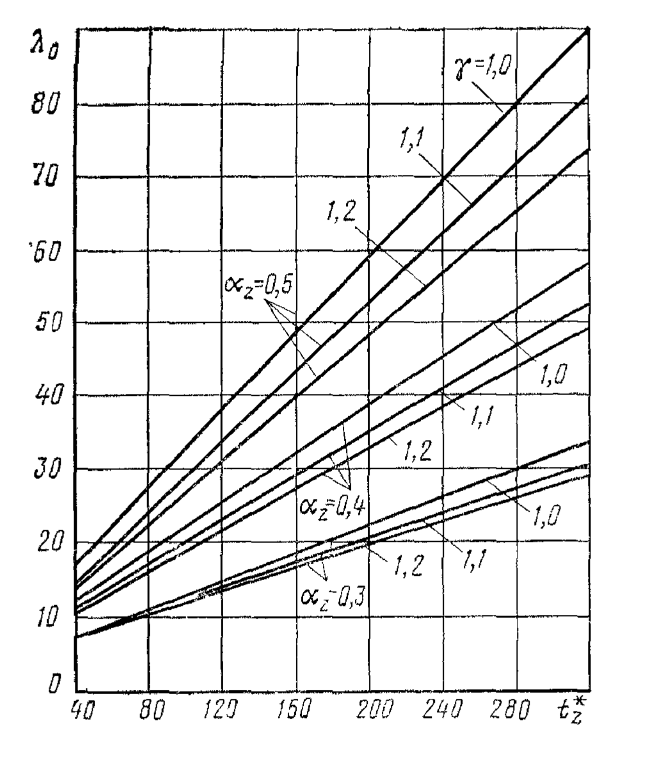


Рис. 6 27. Кривые зависимостей постоянной магнитной проводимости в функции относительных параметров активной зоны

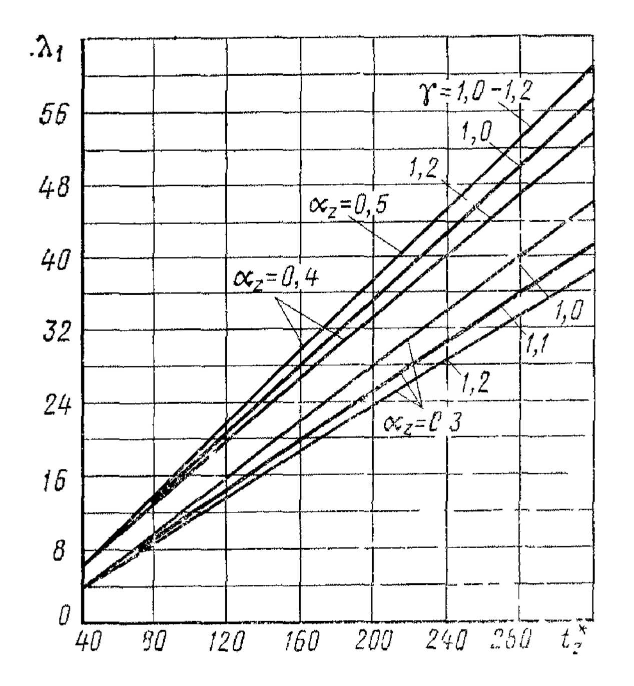


Рис. 6.28. Кривые зависимостей первой гармонической удельной магнитной проводимости в функции относительных параметров активиой зоны

$k_E = E_i/U_н$ — коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения в генераторе; при предварительном расчете можно принять $k_E = 1{,}15 \div 1{,}3$; α_i — расчетный коэффициент полюсного перекрытия; предварительно можно принять $\alpha_i = 1$, а более точно — по кривым (рис. 6.29); $k_ф$ — коэффициент формы кривой поля (переменной составляющей); предварительно можно выбрать $k_ф = 1{,}11$; $k_о$ — обмоточный коэффициент; предварительно можно принять

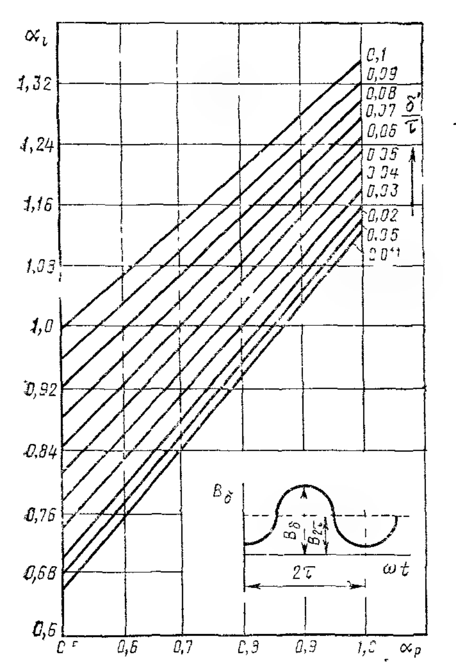


Рис. 6.29. Кривые расчетного коэффициента полюсного перекрытия $\alpha_i = 2B_{2\tau}/B_\delta$

Рис. 6.30. Кривые коэффициента использования магнитного потока для режима холостого хода $k_{ис} = \Phi_1/\Phi_{2\tau}$

$k_о = 1$; $k_{ис}$ — коэффициент использования магнитного потока

$$k_{ис} = \Phi_1/\Phi_{2\tau} = \lambda_1/\lambda_0; \qquad (6.47)$$

значения $k_{ис}$ можно выбрать по кривым (рис. 6.30); предварительно можно принять $k_{ис} = 0{,}35$; $\alpha_в = z_1/(z_2 mq)$ — коэффициент заполнения поверхности расточки якоря обмоткой; для одноименнополюсных генераторов $\alpha_в = 1$; для разноименнополюсных можно принять $\alpha_в \approx 0{,}65 \div 0{,}75$ (при диаметре ~ 100 мм); $A = (4mqz_2 w_ф I)/(\pi D)$ — линейная нагрузка генератора, А/см; B_δ — индукция в воздушном зазоре, Тл; n — частота вращения, об/мин.

При выборе линейной нагрузки A можно исходить из предварительных данных (табл. 6.3).

Таблица 6.3

$P_н$, кВ·А	0,1—1,0	1—2	2—3	6—10	10—20	20—50
A, А/см	80—150	120—180	160—220	240—350	300—400	380—420

В каждом отдельном случае оптимальное значение A зависит от параметров зубцовой зоны и индукции в зубце (рис. 6.31).

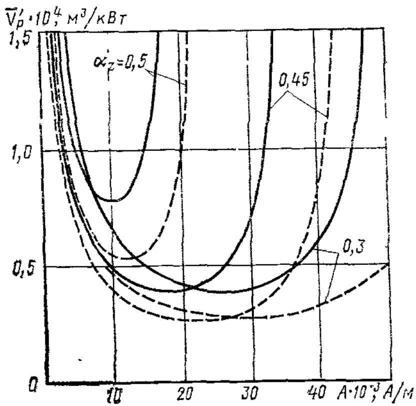


Рис. 6.31. Зависимость расчетного удельного объема ротора от линейной нагрузки при $n=36\,000$ об/мин. ——— индукция в зубце $B_z=1,0$ Тл; – – – – индукция в зубце $B_z=1,2$ Тл

При выборе значения B_δ необходимо учитывать, что при расчете магнитной цепи индукторных машин исходят не из индукции в воздушном зазоре, как обычно, а из допустимого значения индукции в зубцах якоря B_{z1}. Это связано с тем, что насыщение зубцов якоря снижает модуляцию магнитного потока в зазоре, а следовательно, его использование. Величина B_{z1} с повышением частоты снижается из-за вытеснения потока в стали и высоких удельных потерь. Для частот $f=400 \div 10\,000$ Гц значения индукции в зубцах статора [для стали 1521 (Э-44)] можно принимать по табл. 6.4.

Таблица 6.4

f, Гц	400	1000	1600	2400	6000	8000	10000
B_{z1}, Тл	1,2—1,1	1,1—1,0	1,0—0,9	0,9—0,8	0,7—0,6	0,6—0,5	0,5—0,4

Магнитная индукция в воздушном зазоре связана с величиной B_{z1} соотношениями

$$B_{z1}=B_\delta k_{z1}/k_{з.с},$$

где k_{z1} — коэффициент пропорциональности между индукцией в зубцах статора и воздушном зазоре;

$$B_{z1}=B_\delta t_{z1}/(b_{z1}k_{з.с}) \text{ при } z_1>2z_2,$$

$$B_{z1}=1,05B_\delta(t_{z1}-b_щ)/(b_{z1}k_{з.с}) \text{ при } z_1=2z_2 \text{ и } t_{z1}-b_щ \leqslant b_{z2},$$

$$B_{z1}=1,1B_\delta b_{z2}/(b_{z1}k_{з.с}) \text{ при } z_1=2z_2 \text{ и } t_{z1}-b_щ > b_{z2},$$

причем обычно $b_{z1}/t_{z1}=0,5 \div 0,65$.

Индукция в магнитной цепи вне активной зоны не должна превышать значения порядка 1,2 B_{z}.

Коэффициент использования магнитного потока $k_{ис}$ представляет собой отношение первой гармонической магнитного потока в зубцах к постоянной составляющей потока. В индукторных генераторах, для которых характерно наличие постоянной составляющей магнитного потока в зубцах, коэффициент $k_{ис}$ существенным образом зависит как от величины, так и характера нагрузки. МДС реакции якоря индукторных генераторов направлена таким образом, что увеличивает поток в зоне минимальной проводимости и уменьшает его в зоне максимальной проводимости.

Уменьшение разницы между максимальным и минимальным потоком с возрастанием нагрузки изменяет соотношение между постоянной составляющей и первой гармонической магнитного потока в зубцах, что приводит к уменьшению коэффициента использования магнитного потока при нагрузке по сравнению с его значением при холостом ходе. Определение коэффициента использования магнитного потока исходя из режима холостого хода ($k_{ис}=k_{ис0}$) может привести к значительным погрешностям.

Исследованиями А. М. Сугробова и А. Н. Ледовского [8] установлено, что на стадии проектного расчета для определения $k_{ис}$ можно воспользоваться выражением

$$k_{ис}=k_{ис0}(1-A^*/A_{кр}), \tag{6.48}$$

где $k_{ис0}$ — коэффициент использования магнитного потока в режиме холостого хода; $A^*=A/B_z$ — соотношение между электромагнитными нагрузками; $A^*_{кр}$ — критическое значение соотношения между электромагнитными нагрузками, при котором нет пульсаций магнитного потока ($\Phi_{макс}=\Phi_{мин}$); $A^*_{кр}$ — теоретическая величина.

Для одноименнополюсных генераторов

$$A^*_{кр}=2\sqrt{2}\,mqk_{з.с}/\gamma_0. \tag{6.49}$$

Для разноименнополюсных генераторов

$$A^*_{кр}=2\sqrt{2}\,p_в k_{з.с}/(z_2\gamma_0), \tag{6.50}$$

где

$$\gamma_0=(2\mu_0\gamma/\alpha_z)(\lambda_{макс}\lambda_{мин})/(\lambda_{макс}-\lambda_{мин}). \tag{6.51}$$

Значения μ_0 зависят от выбранной системы единиц:

$$\mu_0=0{,}4\pi 10^{-4} \text{ при } B_z \text{ в Тл и } A \text{ в А/см},$$

$$\mu_0=0{,}4\pi 10^{-6} \text{ при } B_z \text{ в Тл и } A \text{ в А/м}.$$

При выбранном определенном значении B_z: $A^*\equiv A$.

Величина максимальной линейной нагрузки, которая может быть реализована в генераторе, определяется конфигурацией зубцовой зоны.

Диаметр якоря

$$D=\sqrt[3]{(6{,}1\cdot 10^7 P')/(\alpha_i k_ф k_0 k_{ис} \alpha_в A B_\delta n \lambda)}. \qquad (6.52)$$

Величина $\lambda = N l_п / D = l/D$ выбирается в пределах 0,3—0,5 при однопакетной конструкции и 0,5—1,0 при двухпакетной; длина каждого из N пакетов $l_п \geqslant \tau$ (в разноименнополюсном генераторе $N=1$).

Активная длина якоря

$$N l_п = \lambda D.$$

Общее число зубцов

$$z_2 = 60 f / n.$$

Полюсное деление ротора

$$\tau = \pi D / 2p = \pi D / 2z_2.$$

Коэффициент полюсного перекрытия

$$\alpha_р = b_{z2} / \tau.$$

Число пазов статора

$$z_1 = 2 m q z_2.$$

Зубцовое деление статора

$$t_{z1} = \pi D / z_1.$$

Ширина паза ротора

$$b_{п2} = 2\tau - b_{z2} = t_{z2} - b_{z2}.$$

При выборе воздушного зазора приходится учитывать технологические требования и высокие выходные характеристики. По технологическим условиям желательно выбирать воздушный зазор большим Но при увеличенном воздушном зазоре в индукторной машине уменьшаются переменная составляющая потока, ЭДС, наводимая в обмотке якоря, и мощность генератора. Такая машина неэкономична. Применительно к рассматриваемым генераторам величину воздушного зазора можно выбрать с помощью следующего выражения (см):

$$\delta \geqslant 0{,}02 + \sqrt{Dl}/500. \qquad (6.53)$$

Применительно к однофазным генераторам, у которых $q=1$ (для преобразователей), если положить

$$Ф_{мин} \leqslant 0{,}1\, Ф_{макс}, \quad E_i = (1{,}15 \div 1{,}25) U_н, \qquad (6.54)$$

длину зубца статора принять равной ширине его $l_{z1} = l_п = b_{z1}$ и дать развернутые выражения для потока $Ф_{макс}$, ЭДС E_i, тока нагрузки I (через линейную нагрузку, размеры якоря и обмоточные данные якоря), то получаем:

$$D = \sqrt[3]{(P_н z_2 \cdot 10^8)/(2{,}2 a_{z1}^2 n B_{z1\,макс} k_{з.с} A)} \qquad (6.55)$$

— для двухпакетной конструкции,

$$D=\sqrt[3]{(P_{н}z_2\cdot10^8)/(\alpha_{z1}^2nB_{z1\,макс}k_{з.с}A)} \qquad (6.56)$$

— для однопакетной конструкции.

В выражениях (6.55) и (6.56) обозначено $\alpha_{z1}=b_{z1}/t_{z1}$, которое выбирается в преобразователях в пределах 0,55—0,6.

В выражениях (6.55) и (6.56) принято наиболее выгодное соотношение между длиной и шириной зуба: $l_{z1}=l_{п}=b_{z1}$.

Длина корпуса статора и длина сердечника индуктора (рис. 6.32)

$$L_{к.с}=2(l_{п}+b_{к})+l_{кт}+\Delta_{доп},$$

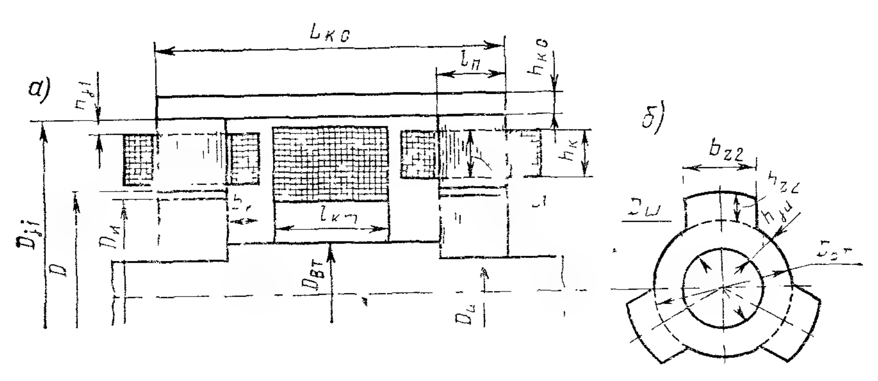


Рис. 6.32. Схема для определения размеров магнитной цепи генератора: *а* — продольный разрез; *б* — поперечное сечение индуктора

где $b_{к}$ — ширина катушки якоря; $l_{кт}$ — ширина катушки возбуждения; $\Delta_{доп}$ — допуск на размещение катушек.

Предварительно можно выбрать

$$l_{кт}=1,5l_{п} \text{ или } l_{кт}=1,5\alpha_{z1}t_{z1}.$$

Суммарная толщина двух катушек может быть примерно равной ширине впадины статора $b_{п.с.мин}$:

$$2b_{к}=b_{п.с.мин}=(1-\alpha_{z1}).$$

Таким образом,

$$L_{к.с}=(2,5\alpha_{z1}+1)t_{z1}=(2,5\alpha_{z1}+1)\pi D/z_1+\Delta_{доп}.$$

Длина сердечника индуктора принимается равной длине корпуса статора.

Применительно к однопакетной конструкции генератора длина корпуса статора

$$L_{к.с}\approx(2,5\div3)l_{z1},$$

где

$$l_{z1}\approx(0,5\div0,8)D/z_1.$$

Ширина зубца индуктора, как правило, выбирается на 25—35% большей, чем ширина зубца статора.

Выбор более широких зубцов для индуктора выгоден с точки зрения снижения потерь в зубцовых пакетах индуктора. Обычно

$$b_{z2}=(0{,}75 \div 0{,}80)\, t_{z1}.$$

Диаметр индуктора

$$D_{и}=D-2\delta.$$

При $D_{и}$ до 100 мм величина $\delta=0{,}3 \div 0{,}5$ мм.

Диаметр сердечника индуктора (рис. 6.32, *б*) при условии использования вала в качестве магнитопровода

$$D_{вт}=\sqrt{(4/\pi)/(\Phi_{вт}\cdot 10^4/B_{вт})},$$

где $\Phi_{вт}$ — магнитный поток через сердечник индуктора; $B_{вт}$ — допустимое значение индукции в сердечнике индуктора.

Значение магнитного потока

$$\Phi_{вт}\approx 1{,}1 z_2 B_{z1} l_{п} b_{z1} k_{з.с}.$$

Магнитная индукция

$$B_{вт}=1{,}2 \div 1{,}4 \text{ Тл}.$$

Высота зубца индуктора

$$h_{z2}=(D_{и}-D_{вт})/2.$$

Высота зубца индуктора (или глубина впадины) в 25—35 раз превышает δ. Высота спинки индуктора $h_{jи}$ выбирается из конструктивных соображений (по механической прочности).

Диаметр шейки $D_{ш}$ определяется исходя из допустимого значения максимальной индукции в шейке сердечника:

$$B_{ш}=1{,}4 \div 1{,}5 \text{ Тл}.$$

Высота спинки индуктора

$$h_{jи}=(D_{вт}-D_{ш})/2.$$

Высота зубцов статора h_{z1} обеспечивает размеры впадин, достаточных для размещения двух катушечных сторон обмотки переменного тока.

Поперечное сечение катушечной стороны

$$S_{к}=b_{к}h_{к}=At_{z1}/(2k_{з.м}j_a\cdot 10^2),$$

где $k_{з.м}=0{,}4 \div 0{,}5$ — коэффициент заполнения сечения медью; $j_a=7 \div 8$ — плотность тока в обмотке якоря, А/мм².

Высота катушки

$$h_{к}=At_{z1}/(2k_{з.м}j_a b_{к}\cdot 10^2).$$

Так как $b_{к}=b_{пs\,мин}/2\approx 0{,}4t_{z1}/2$, то $h_{к}=A/(40k_{з.м}j_a)$.

Высота зубца статора (см)

$$h_{z1}=h_{к}+(0,1 \dots 0,2).$$

Спинка зубцового пакета h_{j1} (рис. 6.32, *а*) важна не только как конструктивная часть, но и как участок магнитной цепи. Достаточная высота h_{j1} обеспечивает равномерное распределение зубцового потока и уменьшает МДС возбуждения и потери. Спинка якоря рассчитывается на прохождение примерно одной четверти потока, выходящего из одного полюсного деления через воздушный зазор.

$$h_{j1}\approx b_{z1}/4.$$

Спинка статора индукторного генератора составляет только половину высоты спинки обычной электрической машины, имеющей ту же величину потока полюса в области воздушного зазора. Это компенсирует увеличение массы вследствие худшего использования магнитного потока и необходимости применения корпуса из магнитного материала.

Внешний диаметр зубцов пакета

$$D_1=D+2\,(h_{z1}+h_{j1}).$$

Толщина корпуса статора

$$h_{к.с}=(\Phi_j\cdot 10^4)/[\pi\,(D_1+h_{к.с})\,B_j],$$

где $\Phi_j=\sigma\Phi_{вг}=1{,}1\sigma z_2 B_{z1\,макс} l_п b_{z1} k_{з\,с} 10^{-4}$; $\sigma\approx 1{,}05$ — коэффициент рассеяния; B_j — магнитная индукция в корпусе.

§ 6.5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Выбор типа и схемы обмотки якоря. Выбор типа и схемы обмотки якоря зависит от типа выбранной магнитной системы, числа фаз, мощности и других параметров генератора.

В одноименнополюсных индукторных однофазных генераторах секции обмотки якоря размещают на каждом зубце (рис. 6.33, *а*) или через один зубец (рис. 6.33, *б*). Обычно индукторные машины изготовляют с секциями, помещенными на каждом зубце статора, так как в этом случае меньше лобовые соединения и лучше условия охлаждения секций. В каждом пазу имеются две секционные стороны соседних секций. Если в данный момент одна секция находится над зубцом ротора, то вторая соседняя секция — над пазом ротора. ЭДС в этих соседних секциях сдвинуты по фазе на 180°. Поэтому соединение секций производится согласно рис. 6.33, *а*. Если генератор двухпакетный, то направление стрелок ЭДС в секциях второго (правого) пакета и схема их соединений при несмещенных пакетах ротора относительно друг друга такие, как показано на рис. 6.33, *а*. Обмотки пакетов двухпакетного индукторного генератора соединяются параллельно или последовательно.

При размещении секций обмотки якоря через один зубец в пазу статора оказывается одна сторона секции. Все секции, находящие-

ся в пазах одного пакета статора при вращении ротора, находятся в отдельные моменты времени или над зубцами, или над пазами ротора. Поэтому секции соединяются последовательно (рис. 6.33, *б*).

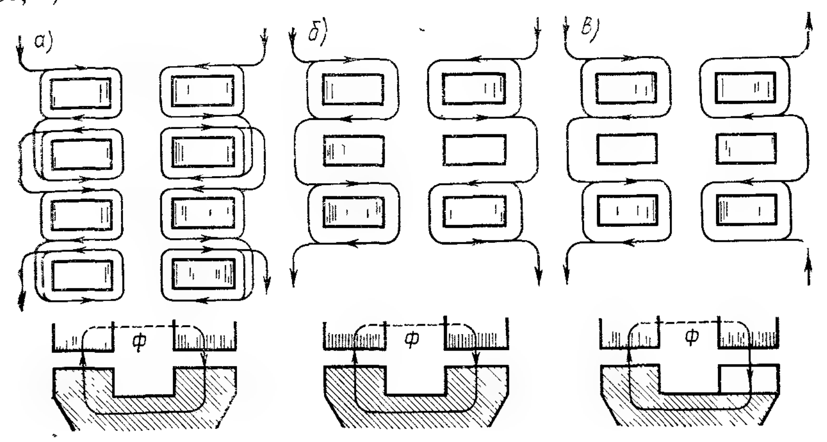


Рис 6 33 Схема образования обмоток якоря

а — секции размещены на каждом зубце, *б* — секции размещены через зубец; *в* — секции размещены через зубец, пакеты ротора смещены относительно друг друга на половину зубцового деления ротора

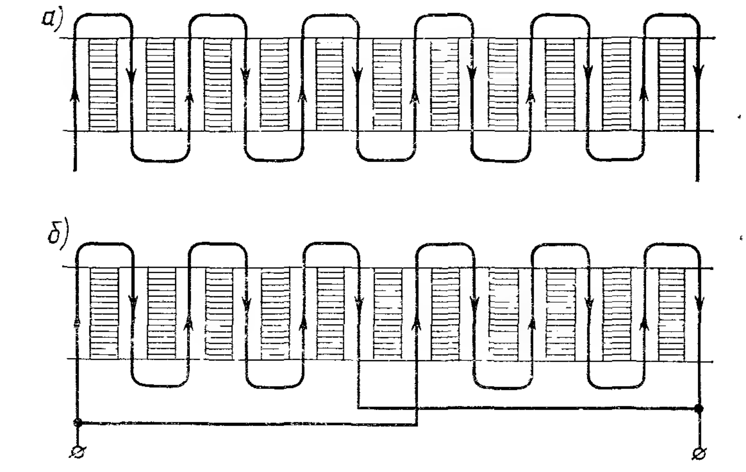


Рис 6 34 Схема образования якорной обмотки с параллельными ветвями

а — $a_1=1$, *б* — $a_1=2$

При двухпакетной конструкции генератора зубцы левого и правого пакетов ротора имеют противоположную полярность. Поэтому ЭДС в секциях первого и второго пакетов статора сдвинуты по фазе на 180°, что условно показано стрелками на проводниках, находящихся в пазах якоря (рис. 6.33, *б*).

В целях уменьшения переменной ЭДС в обмотке возбуждения обусловленной пульсациями магнитного потока, иногда один пакет ротора смещают относительно другого на половину зубцового деления ротора. В этом случае, когда зубцы одного пакета ротора оказываются под зубцами статора, зубцы второго пакета находятся под впадинами ротора. При этом наводимые ЭДС в секциях левого и правого пакетов статора оказываются совпадающими по фазе (рис. 6.33, *в*).

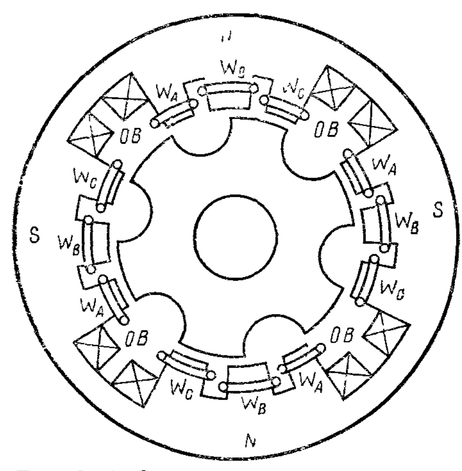


Рис. 6.35. Схема разноименнополюсного трехфазного генератора (генератор Лоренца)

В машинах большой мощности и высокой частоты тока обмотки якоря могут иметь a_1 параллельных ветвей (рис. 6.34).

В качестве однофазных генераторов широко применяются разноименнополюсные машины с секциями обмотки якоря, размещенными на каждом зубце (рис. 6.3). Схемы образования обмотки якоря подобны схемам, рассмотренным выше. Наряду с однофазными в практике широко используются трехфазные индукторные генераторы.

Наибольшее применение получили одноименнополюсные генераторы. Схемы выполнения трехфазных обмоток не отличаются от схем, рассмотренных в гл 2 для явнополюсных синхронных генераторов.

При малом числе q получается катушечная обмотка (см. рис. 6.2, *б*, $q=1/5$, $m=3$).

Кроме одноименнополюсных машин в качестве трехфазных генераторов могут использоваться и разноименнополюсные генераторы (рис. 6.35), и генераторы с гребеночной зубцовой зоной. В разноименнополюсных трехфазных генераторах фазы генераторов имеют различные магнитные проводимости для потока возбуждения и реакции якоря, что приводит к несимметрии напряжения.

В индукторных генераторах с гребеночной зоной также имеется несимметрия напряжений, устранить которую в однопакетных машинах с малым q практически невозможно. Полное устранение несимметрии напряжения в трехфазных разноименнополюсных генераторах возможно только путем установки трех пакетов на одном валу. Однако подобные конструкции значительно тяжелее однопакетных. Поэтому разноименнополюсные трехфазные индукторные генераторы и генераторы с гребеночной зоной практически не применяются.

Оптимальная конструкция генератора должна иметь наилучшее соотношение между числом витков обмотки якоря и величиной магнитного потока, необходимыми для получения требуемого выходного напряжения. Обычно это требование связано с обеспечением малого значения сопротивления обмотки якоря и, следовательно, потерь, а также небольшого реактивного сопротивления, что особенно важно для индукторных генераторов, предназначенных для работы с преобразователями частоты. Выполнение этих требований приводит к тому, что индукторные генераторы имеют довольно малое число витков в обмотке якоря.

С другой стороны, электрические генераторы, имеющие малое реактивное сопротивление, получаются тяжелыми, так как требуют большого количества материала для магнитопровода.

Для высокоскоростных генераторов в целях получения сбалансированного ротора скос полюсов осуществляется в статоре посредством смещения обмоток в двух соседних пакетах на соответствующий угол. Это создает некоторые технологические трудности при изготовлении обмотки, так как при этом промежуток между пакетами является функцией расстояния, необходимого для изгиба обмоток, а не пространства для размещения обмотки возбуждения.

Расчет обмотки и пазов якоря. Номинальный ток

$$I = P_{\text{н}}/(mU_{\text{ф}}).$$

Число витков фазы (для несквозных секций)

$$w_{\text{ф}} = (A\pi D\alpha_{\text{в}})/(2mIN).$$

Число зубцов статора

$$z_1 = 2pmq\alpha_{\text{в}} = z_2 mq\alpha_{\text{в}}.$$

Зубцовое деление статора

$$t_{z1} = \pi D/(2pmq) = \pi D/(z_2 mq).$$

Число проводников в пазу

$$u_{\text{п}} = (2mw_{\text{ф}}a_1 a_2)/z_1.$$

Уточненное значение числа витков в фазе

$$w_{\text{ф}} = (u_{\text{п}} z_1)/(2ma_1 a_2).$$

Уточненное значение линейной нагрузки

$$A = (2mIw_{\text{ф}}\alpha_{\text{в}})/(\pi D).$$

Тип изоляции выбирается исходя из условий окружающей среды (высотность, влажность, температура, агрессивность среды и др.) и ожидаемых перегревов обмоток, которые зависят от режима работы и способа охлаждения.

В случаях, когда температура обмоток не превышает 150°, для проводников применяется изоляция типа ПЭВ-1, ПЭВ-2, ПЭЛШО, ПЭВП. В качестве пазовой изоляции можно применить электрокартон и пленкокартон. Если температура обмоток достигает 250—300° С, применяется изоляция типа ПЭТВ, ПЭТКСОТ, ПСОТ, ПСДКТ, ПНЭТ и др., а в качестве пазовой изоляции — стеклослюденит, фторопласт, стекломиканит, стеклоткань.

Допустимая плотность тока j_a зависит от способа охлаждения, применяемой изоляции и условий работы машины. При длительном режиме работы плотность тока можно выбрать в пределах (табл. 6.5).

Таблица 6.5

Вид обмотки	Класс изоляции	
	при $\vartheta = 150°C$	при $\vartheta = 250 \div 300°C$
Обмотка якоря	7—8	9—15
Обмотка возбуждения	4—6	7—10

Большие значения плотности тока относятся к машинам с продувом.

Сечение проводника

$$S_a = I/j_a.$$

По сечению S_a размеры провода выбираются без изоляции и с изоляцией.

Площадь паза

$$S_{п} = u_{п} S_{из}/k_{з.п},$$

где $k_{з.п} = u_{п} S_{из}/S_{п}$ — коэффициент заполнения паза, являющийся функцией диаметра провода.

Для однослойных обмоток при диаметре провода ПЭВ-2, равном 0,2—1,6 мм, $k_{з.п} = 0{,}38 \div 0{,}44$, а для двухслойных обмоток $k_{з.п} = 0{,}35 \div 0{,}37$.

Ширина паза статора под обмотку возбуждения (для разноименнополюсных генераторов)

$$b_{п.в} = \pi D (1 - \alpha_{в})/(2p_{в}).$$

Форма и размеры паза выбираются по рис. 2.17; ширина зубца статора b_{z1}; высота усика $h_{у} = 0{,}3 \div 0{,}5$ мм; толщина клина $\Delta_{кл} = 0{,}5 \div 0{,}8$ мм; ширина прорези паза $d_{из} + (0{,}3 \div 0{,}5) \leqslant b_{ш} \leqslant 0{,}3 t_{z1}$.

По известным формулам, приведенным в гл. 2, определяются расчетные коэффициенты: воздушного зазора k_{δ}, распределения $k_{р}$, укорочения $k_{у}$, скоса $k_{ск}$, обмоточный $k_{о}$; уточняются значения коэффициентов полюсного перекрытия α_i и использования $k_{ис}$.

Значения активной длины якоря

$$l = N l_{п} = (6{,}1 \cdot 10^7 P')/(\alpha_i k_{ф} k_{о} k_{ис} \alpha_{в} A B_{\delta} n D^2). \qquad (6.57)$$

§ 6.6. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

При расчете магнитной цепи определяются следующие величины:

Эффективное число витков

$$w_э = w_ф k_о.$$

Поток в воздушном зазоре на двойном полюсном делении

$$\Phi_{2\tau} = E_i/(4{,}44 f w_э k_{ис}). \qquad (6.58)$$

Максимальное значение магнитной индукции в воздушном зазоре

$$B_\delta = (\Phi_{2\tau} \cdot 10^4)/(\alpha_i \tau l_п).$$

Падение магнитного напряжения в воздушном зазоре

$$F_\delta = 0{,}8\delta' B_\delta 10^4.$$

Магнитная индукция в зубцах статора

$$B_{z1} = B_\delta k_{z1}/k_{з.с};$$

$$B_{z1} = B_\delta t_{z1}/(b_{z1} k_{з.с}) \text{ при } z_1 > 2z_2;$$

$$B_{z1} = 1{,}05 B_\delta (t_{z1} - b_щ)/(b_{z1} k_{з.с}) \text{ при } z_1 = 2z_2 \text{ и } t_{z1} - b_щ \leqslant b_{z2};$$

$$B_{z1} = 1{,}1 B_\delta b_{z2}/(b_{z1} k_{з.с}) \text{ при } z_1 = 2z_2 \text{ и } t_{z1} - b_щ > b_{z2}.$$

Коэффициент использования листа стали $\gamma_и = \varphi(\Delta, f)$ определяется по кривым на рис. 6.36. Коэффициент вытеснения потока (рис. 6.37)

$$k_f = (1 + \pi k_{ис}/\gamma_и)/(1 + \pi k_{ис}).$$

Магнитная индукция в зубцах статора с учетом вытеснения потока

$$B_{z1f} = k_f B_{z1}.$$

Магнитная индукция в зубцах ротора

$$B_{z2} = B_\delta k_{з2}/k_{з.с};$$

$$B_{z2} = 1{,}1 (B_\delta/k_{з.с}) l_{z1}/(l_{z1} + 4\delta) \text{ — зубец прямоугольный};$$

$$B_{z2} = 1{,}1 (B_\delta/k_{з.с}) (b_{z2}/b'_{z2}) l_{z1}/(l_{z1} + 4\delta) \text{ — зубец трапецеидальный}.$$

Здесь $l_{z1} = l_п$ — длина зубца пакета якоря; b'_{z2} — ширина зубца на $^1/_3$ его высоты.

Падение магнитного напряжения в зубцах статора

$$F_{z1} = H_{z1} h_{z1}.$$

Падение магнитного напряжения в зубцах ротора

$$F_{z2} = H_{z2} h_{z2}.$$

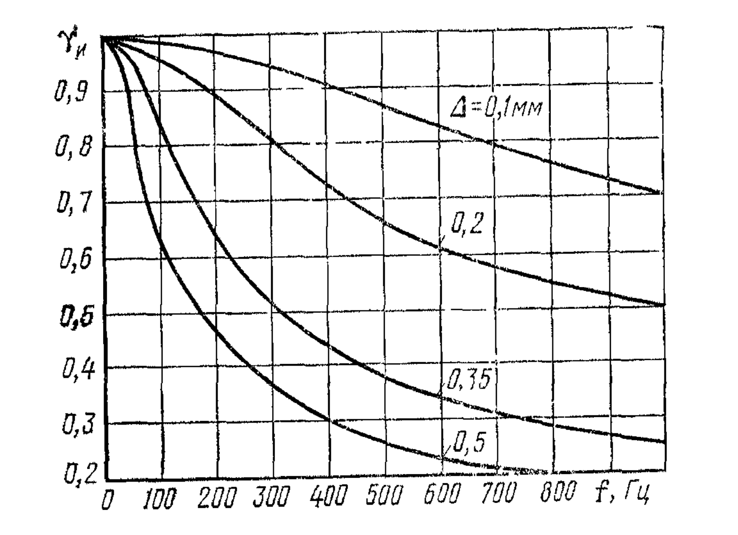


Рис 6,36 Кривые коэффициента использования листа стали

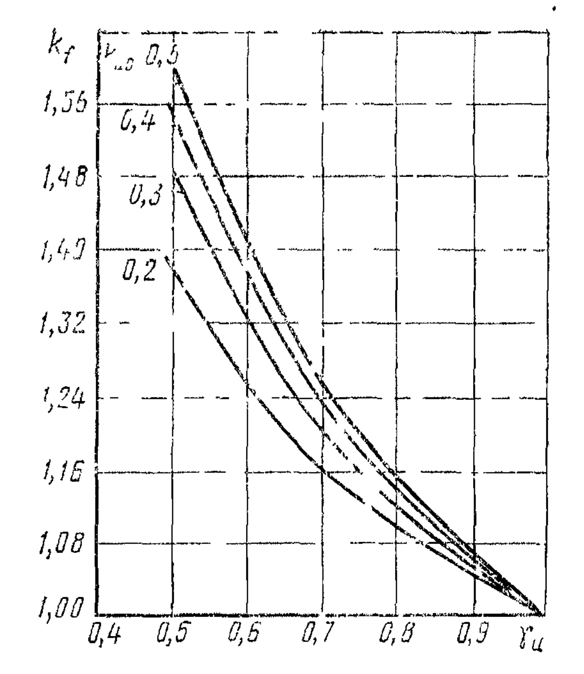


Рис. 6.37. Кривые коэффициента вытеснения потока от частоты $k_f = (1+\pi k_{ис}/\gamma_и)/(1+\pi k_{ис})$

Падение магнитного напряжения в активном слое

$$F_{\delta z} = F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2}.$$

Коэффициент магнитной цепи

$$k'_{\mu} = F_{\delta z}/F_{\delta};$$

при $k_{\mu}' > 1{,}5$ необходимо учитывать поток по пазу.

Дальнейший расчет магнитной цепи определяется типом генератора.

Расчет магнитной цепи однопакетного одноименнополюсного генератора. При расчете магнитной цепи однопакетного одноименнополюсного генератора (рис. 6.38 и 6.39) определяются следующие параметры.

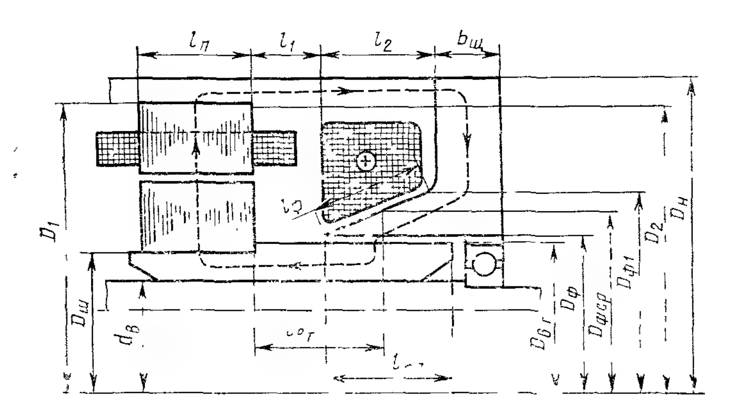


Рис. 6 38 Одноименнополюсный однопакетный генератор

Поток во втулке ротора

$$\Phi_{вг} = p\Phi_{2\tau} = z_2\Phi_{2\tau}.$$

Магнитная индукция в воздушном зазоре под пакетом ротора

$$B_{\delta 2} = (\Phi_{вг} \cdot 10^4)/(\pi D_ш l_п).$$

Падение магнитного напряжения в стыке

$$F_{\delta 2} = 0{,}004 B_{\delta 2} \cdot 10^4.$$

Расчетное сечение втулки под пакетом ротора для магнитного вала

$$S'_{вг} = (D^2_ш/0{,}85)\,[1 - (2/3)\,(d_в/D_ш)^2],$$

для немагнитного вала

$$S'_{вт} = (D^2_ш/0{,}85)\,[1 - (d_в/D_ш)^2].$$

9—2341

Диаметр вала $d_в$ выбирается по условиям механической прочности.

Магнитная индукция во втулке под пакетом ротора

$$B'_{вт}=\Phi_{вт}\cdot 10^4/S'_{вт}.$$

Падение магнитного напряжения во втулке под пакетом ротора

$$F'_{вг}=H'_{вг}l_п.$$

Расчетное сечение втулки для магнитного вала

$$S''_{вг}=(\pi/4)\,D^2_{вт}\,[1-(2/3)\,(d_в/D_{вг})^2],$$

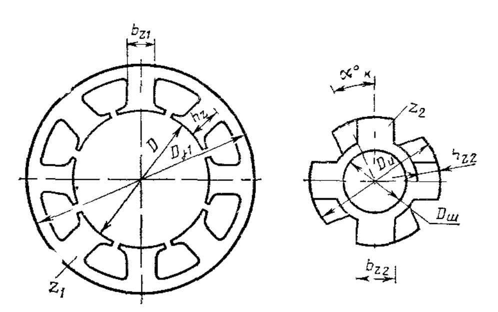


Рис. 6.39 Магнитная система пакета одноименнополюсного генератора

для немагнитного вала

$$S''_{вг}=(\pi/4)\,D^2_{вт}\,[1-(d/D_{вг})^2].$$

Магнитная индукция во втулке

$$B''_{вт}=\Phi_{вт}\cdot 10^4/S''_{вт}.$$

Падение магнитного напряжения во втулке

$$F''_{вт}=H''_{вг}l_{вг}.$$

Магнитная индукция в воздушном зазоре под выступом фланца

$$B_{\delta 3}=(\Phi_{вт}\cdot 10^4)/(\pi D_{вт}l_{\delta 3}).$$

Падение магнитного напряжения в воздушном зазоре под выступом фланца

$$F_{\delta 3}=0{,}8\delta_3 B_{\delta 3}\cdot 10^4.$$

Падение магнитного напряжения в роторе (вне активной зоны)

$$F_{вт}=F_{\delta 2}+F'_{вг}+F''_{вг}+F_{\delta 3}.$$

Магнитный поток в корпусе статора

$$\Phi_{j1}=\Phi_{вг}+\Phi_s.$$

Предварительно можно принять $\Phi_s=0{,}1\Phi_{вт}$.

Удельная магнитная проводимость между втулкой и корпусом

$$\lambda_{1в\,к}=\pi\,[(1+D_{вт}/D_2)/(1-D_{вт}/D_2)]\,\mu_0,$$

$$\mu_0=0{,}4\pi\cdot 10^{-8}.$$

Удельная магнитная проводимость между фланцевым выступом и корпусом

$$\lambda_{2ф.к}=(\pi/3)\,[(1+D_{ф.ср}/D_2)/(1-D_{ф.ср}/D_2)]\,\mu_0.$$

Проводимость потоков рассеяния обмотки возбуждения

$$\lambda_{s\text{в}} = \lambda_{1\text{в.к}} + \lambda_{2\text{ф.к}} l_2.$$

Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{s\text{в}} = \lambda_{s\text{в}} (F_{\delta z} + F_{\text{вт}}).$$

Поток в ярме (корпусе) статора

$$\Phi_{\text{к}1} = \Phi_{\text{вт}} + \Phi_{s\text{в}}.$$

Магнитная индукция в зазоре стыка под пакетом статора

$$B_{\delta 1} = (\Phi_{\text{к}1} \cdot 10^4)/(\pi D_1 l_{\text{п}}).$$

Диаметр

$$D_1 \geqslant D + 2h_{z1} + \tau/2.$$

Падение магнитного напряжения в стыке между корпусом и статором

$$F_{\delta 1} = 0{,}004 B_{\delta 1}.$$

Расчетное сечение корпуса под пакетом статора

$$S'_{\text{к}1} = (D_{\text{н}}^2/0{,}85)\,[1 - (D_1/D_{\text{н}})^2].$$

Магнитная индукция в корпусе под пакетом статора

$$B_{\text{к}1} = \Phi_{\text{к}1} \cdot 10^4/S_{\text{к}1}.$$

Падение магнитного напряжения в корпусе под пакетом статора

$$F_{\text{к}1} = H'_{\text{к}1} l_{\text{п}}.$$

Площадь поперечного сечения корпуса

$$S''_{\text{к}1} = (\pi/4)\, D_{\text{н}}^2\,[1 - (D_2/D_{\text{н}})^2].$$

Магнитная индукция в корпусе

$$B''_{\text{к}} = \Phi_{\text{к}1} \cdot 10^4/S''_{\text{к}1}.$$

Падение магнитного напряжения в корпусе

$$F''_{\text{к}1} = H'_{\text{к}1} l_{\text{к}},$$

где $l_{\text{к}} = l_1 + l_2$ — длина корпуса (см. рис. 6 38).

Падение магнитного напряжения в зазоре стыка между корпусом и щитом

$$F_{\delta 4} = 0{,}8 \delta_4 B''_{\text{к}1} \cdot 10^4,$$

где δ_4 — зазор стыка между корпусом и щитом.

Расчетная магнитная индукция в щите

$$B_{\text{щ}} = (3\Phi_{\text{к}1} \cdot 10^4)/[\pi\,(2D_{\text{ф}1} + D_{\text{н}})\, b_{\text{щ}}].$$

Падение магнитного напряжения в щите

$$F_{щ}=H_{щ}(D_{н}-D_{ф1})/2.$$

Расчетное сечение фланцевого выступа

$$S_{ф}=(\pi/4)\,D^2_{ф.ср}[1-(D_{ф}/D_{ф.ср})^2].$$

Расчетная магнитная индукция во фланцевом выступе

$$B_{ф}=(\Phi_{к1}\cdot 10^4)/S_{ф}.$$

Падение магнитного напряжения во фланцевом выступе (рис. 6.38)

$$F_{ф}=H_{ф}l_{ф}.$$

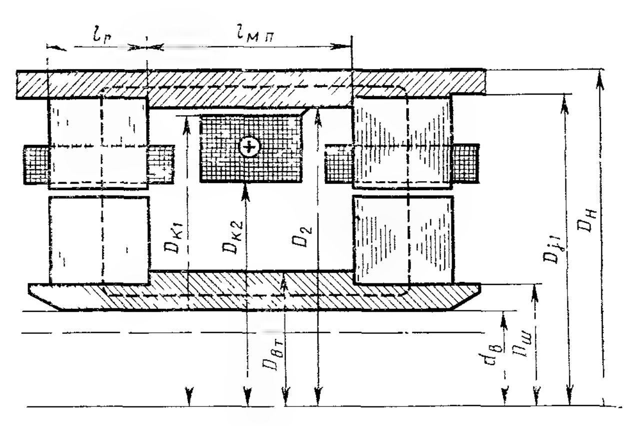


Рис. 6.40. Эскиз магнитной цепи двухпакетного одноименнополюсного индукторного генератора

Падение магнитного напряжения в статоре (вне активного слоя)

$$F_{j1}=F_{\delta 1}+F'_{к}+F''_{к}+F_{\delta 4}+F_{щ}+F_{ф}.$$

МДС

$$F_{\Sigma}=F_{\delta z}+F_{вт}+F_{j1}.$$

Расчет магнитной цепи двухпакетного одноименнополюсного генератора. При расчете магнитной цепи двухпакетный одноименнополюсный генератор (рис. 6.40) рассматриваем состоящим из двух симметричных частей, каждая из которых включает один пакет.

Дальнейший расчет (построение векторной диаграммы, напряжений, расчет параметров обмотки возбуждения) зависит от способа соединения обмоток якоря пакетов.

При расчете магнитной цепи определяются следующие параметры:

Поток во втулке ротора

$$\Phi_{вг}=\Phi_{2\tau}p=z_2\Phi_{2\tau}.$$

Магнитная индукция в воздушном зазоре стыка под пакетом ротора

$$B_{\delta 2}=(\Phi_{вг}\cdot 10^4)/(\pi D_ш l_п),\ B_{\delta 2}\leqslant 1{,}2B_{z1},$$

$$D_ш=(\Phi_{вг}\cdot 10^4)/(\pi l_п B_{\delta 2}).$$

Падение магнитного напряжения в зазоре под пакетом ротора

$$F_{\delta 2}=0{,}004B_{\delta 2}.$$

Расчетное сечение втулки под пакетом ротора (см. рис. 6.40) для магнитного вала

$$S'_{вг}=(D^2_ш/0{,}85)\,[1-(2/3)\,(d_в/D_ш)^2,$$

для немагнитного вала

$$S'_{вт}=(D_ш/0{,}85)\,[1-(d_в/D_3)^2].$$

Диаметр вала $d_в$ выбирается из условия механической прочности.

Магнитная индукция во втулке под пакетом ротора

$$B'_{вг}=\Phi_{вг}\cdot 10^4/S'_{вт}.$$

Падение магнитного напряжения во втулке под пакетом ротора

$$F'_ш=H'_ш l_п.$$

Расчетное сечение втулки между пакетами ротора для магиитного вала

$$S''_{вт}=(\pi/4)\,D^2_{вт}\,[1-(2/3)\,(d_в/D_{вт})^2],$$

для немагнитного вала

$$S''_{вт}=(\pi/4)\,D^2_{вт}\,[1-(d_в/D_{вт})^2].$$

Магнитная индукция во втулке между пакетами ротора

$$B''_{вт}=\Phi_{вт}\cdot 10^4/S''_{вт}.$$

Падение магнитного напряжения во втулке между пакетами ротора (на половине длины)

$$F''_{вт}=H''_{вт}l_{м.п}/2.$$

Падение магнитного напряжения в роторе (вне активного слоя)

$$F_{вг}=F_{\delta 2}+F'_{вг}+F''_{вг}.$$

Магнитный поток в корпусе статора

$$\Phi_{к1}=\Phi_{вг}+\Phi_{sв}.$$

Предварительно можно выбрать $\Phi_s = 0{,}15\Phi_{вт}$.

Проводимость потоков рассеяния обмотки возбуждения

$$\lambda_{sв} = k_{s\,о.в}(D_{к1}/l_{м.п})\mu_0,$$

где

$$k_{s\,о.в} = D_{к2}^2/3D_{к1}^2 + D_{к2}/3D_{к1} + 1/3 - D^2/D_{к1}^2.$$

Значение $\lambda_{sв}$ точно определяется в конце расчета после определения размеров обмотки возбуждения.

Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_s = 2\lambda_{sв}(F_{\delta z} + F_{\delta 2}).$$

Точная величина потока в ярме статора

$$\Phi_{к1} = \Phi_{вт} + \Phi_{sв}.$$

Магнитная индукция в зазоре стыка между корпусом и статором

$$B_{\delta 1} = [(\Phi_{к1}\cdot 10^4)/(\pi D_1 l_п)] \quad (D_1 \geqslant D + 2h_{z1} + \tau/2).$$

Падение магнитного напряжения в зазоре между корпусом и статором

$$F_{\delta 1} = 0{,}004 B_{\delta 1}\cdot 10^4.$$

Расчетное сечение корпуса под пакетом статора

$$S'_{к1} = (D_н^2/0{,}85)\,[1 - (D_1/D_н)^2].$$

Магнитная индукция в корпусе под пакетом статора

$$B'_{к1} = \Phi_{к1}\cdot 10^4/S_{к1}.$$

Падение магнитного напряжения в корпусе под пакетами статора

$$F_{к1} = H'_{к1} l_п.$$

Сечение корпуса между пакетами статора

$$S_{к1} = (\pi/4)\,D_н^2\,[1 - (D_2/D_н)^2].$$

Магнитная индукция в корпусе

$$B''_к = \Phi_{к1}\cdot 10^4/S''_{к1}.$$

Падение магнитного напряжения в корпусе между пакетами статора

$$F''_{к1} = H''_{к1} l_{м.п}/2, \quad F_{к1} = F_{\delta 1} + F_{к1} + F''_{к1}.$$

Полная МДС

$$F_\Sigma = F_{\delta z} + F_{вт} + F_{к1}.$$

Расчет магнитной цепи разноименнополюсного генератора. Магнитный поток в ярме ротора (рис. 6.41)

$$\Phi_{j2}=[(p\alpha_в)/(4p_в)]\,\Phi_{2\tau},$$

где $p=z_2$; $\alpha_в=z_1/(2pmq)$; $p_в$ — число пар полюсов возбуждения.

Магнитная индукция в ярме ротора

$$B_{j2}=(2\Phi_{j2}\cdot 10^4)/[(D_{z2}-D_3)\,lk_{з.с}].$$

Расчетная длина средней силовой линии в ярме ротора

$$l_{c2}=\pi(D_{z2}+D_3)/(8p_в).$$

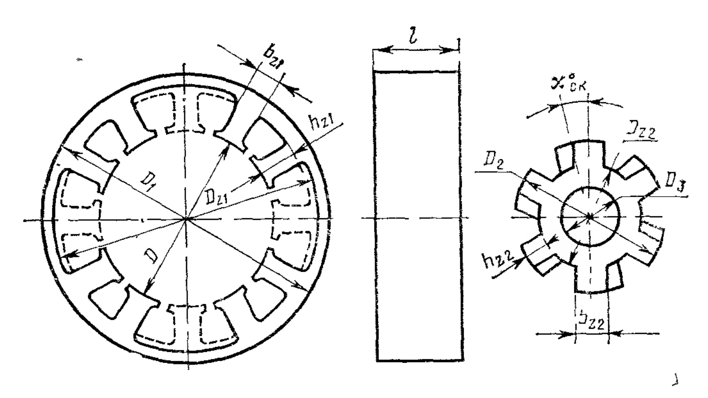


Рис. 6.41. Магнитная система разноименнополюсного генератора

Падение магнитного напряжения в ярме ротора

$$F_{j2}=H_{j2}l_{c2}.$$

Магнитный поток в ярме статора

$$\Phi_{j1}=\Phi_{j2}+\Phi_{sв}.$$

Предварительно можно принять $\Phi_{sв}=0{,}05\Phi_{j2}$.

Удельная пазовая проводимость обмотки возбуждения (рис. 6.42)

$$\lambda_{п.в}=\mu_0(h_1/3b_{п.в}+h_2/b_{п.в}),$$

где $\mu_0=0{,}4\pi\cdot 10^{-8}$.

Удельная проводимость лобовой части обмотки возбуждения (см. рис. 6.42)

$$\lambda_{л.в}=0{,}273\lg\{1+\pi h_1/[2(c+d)]\}\,\mu_0.$$

Проводимость потоков рассеяния обмотки возбуждения

$$\lambda_{sв}=\lambda_{п.в}l+\lambda_{л.в}l_{л.в},$$

где $l_{л.в}$ — средняя длина лобовой части катушки возбуждения.

Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{s\text{в}}=2\lambda_{s\text{в}}(F_{\delta z}+F_{j2}).$$

Магнитная индукция в ярме статора

$$B_{j1}=(2\Phi_{j1}\cdot 10^4)/[(D_1-D_{z1})\,lk_{\text{з.с}}].$$

Расчетная длина пути силовой линии в ярме

$$l_{c1}=(\pi D_1)/(4p_{\text{в}}).$$

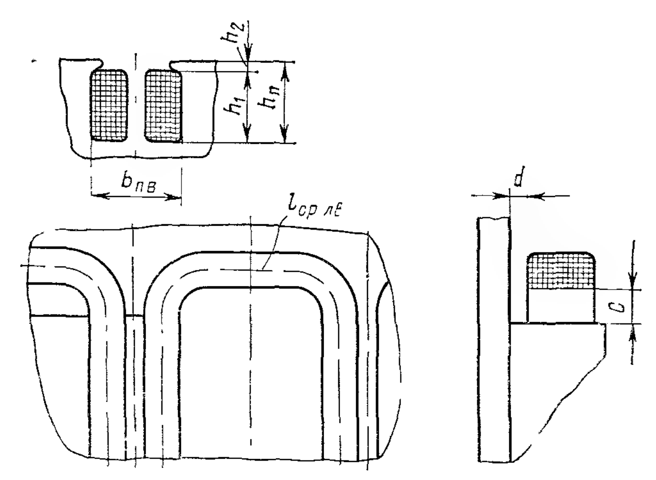


Рис 6 42. Схема обмотки возбуждения разноименнополюсного генератора

Падение магнитного напряжения в ярме статора

$$F_{j1}=H_{j1}l_{c1}.$$

Полная МДС

$$F_{\Sigma}=F_{\delta z}+F_{j2}+F_{j1}.$$

Расчет и построение характеристики холостого хода $E=f(F_{\Sigma})$. Построение характеристики холостого хода производится на основе данных расчета магнитной цепи. Для этого задаются различными значениями ЭДС холостого хода $E_0=U_{\text{н}}/2$, $3U_{\text{н}}/4$, $U_{\text{н}}$, $5U_{\text{н}}/4$, $7U_{\text{н}}/4$. Определяют значения магнитных потоков соответствующим этим значениям ЭДС и производят подсчет МДС F_{Σ} по вышеизложенной методике расчета магнитной цепи.

§ 6.7. ПАРАМЕТРЫ ОБМОТКИ ЯКОРЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА НАПРЯЖЕНИЙ

Для построения характеристик генератора необходимо определить его параметры. Подсчитываются параметры обмотки якоря.

Активное сопротивление обмотки якоря. Сопротивление фазы при постоянном токе

$$r = w_ф l_{a\,ср}(1 + \alpha\Delta\vartheta)/(57 S_a), \tag{6.59}$$

где $l_{aср} = 2(l_п + l_л)\cdot 10^{-2}$ — средняя длина обмотки якоря; $l_л = 1{,}9y$ — длина лобовой части для обмоток с изолированной лентой; $l_л = 1{,}5y$ — то же, для неизолированных лобовых частей; $l_л = b_{z1} + t_{z1}$ — то же, для однофазной катушечной обмотки.

Сопротивление фазы при переменном токе

$$r_a = r\gamma_a,$$

где $\gamma_a = 1{,}02 \div 1{,}1$ — коэффициент вытеснения тока (см. гл. 2, § 2, 3).

Индуктивное сопротивление обмотки якоря

$$X_s = (1{,}26 f w_ф^2 \Lambda \cdot 10^{-7})/(\alpha_в pq), \tag{6.60}$$

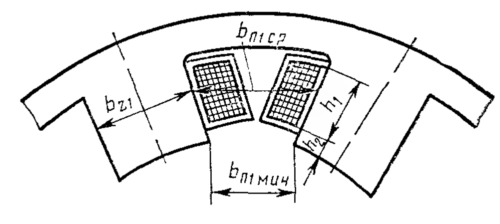


Рис. 6.43. Схема расчета пазовой проводимости при катушечной обмотке

где $\Lambda = (\lambda_п + \lambda_к + \lambda_\delta) l_п + \lambda_л l_л$ — проводимость рассеяния обмотки якоря; $\lambda_п$, $\lambda_к$ и λ_δ — удельные проводимости (см. гл. 2, § 2, 3); для катушечной обмотки, когда катушки размещаются на отдельных зубцах (рис. 6.43), удельная пазовая проводимость

$$\lambda_п = 0{,}4\pi\,(h_1/3b_{п1\,ср} + h_2/b_{п1\,мин});$$

$\lambda_л = 0{,}4\pi \cdot 0{,}46 \lg 2l_л/П_к$ — удельная проводимость лобовых частей; здесь $П_к$ — периметр катушки; $\lambda_л = 0{,}4\pi \cdot 0{,}59(1 - 0{,}64\tau/l_л)$ — удельная проводимость для трехфазных машин при $q = 1$ и $\beta = 1$; $\lambda_\delta = 0{,}4\pi \cdot 0{,}92 \lg[(\pi/2)\ (t_{z1}/b_ш - 1)]$ — удельная проводимость высших гармонических.

Коэффициенты реакции якоря и индуктивные сопротивления обмотки якоря. МДС реакции якоря

$$F_a = 0{,}45 k_о A\tau. \tag{6.61}$$

Индуктивное сопротивление обмотки якоря по продольной оси определяется по характеристике холостого хода для $E = U_н$

$$X_{ad} = (F_a/F_{\delta z})\, k_d k_{р.п}\,[k_х \xi_d + (k_q/k_d)\xi_q]\,\frac{U}{I}, \tag{6.62}$$

где k_d — коэффициент приведения МДС реакции якоря по продольной оси, определяемой по кривым (см. рис. 6.11 и 6.12); $k_{р\,п} = f(b_ш/\delta,\ \delta/t_{z1})$ — коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления магнитной цепи из-за раскрытия пазов статора (находится по кривым на рис. 6.44); $k_х = 1 - (\pi/2)(k_{ис}/k_d)(1 - 1/k_{u\delta z})$ — коэффициент, учитывающий сопротивление магнитной цепи вне

активного слоя, оказывающее влияние на продольную реактивность; здесь $k_{\mu\delta z}=F_\Sigma/F_{\delta z}$ — коэффициент магнитной цепи при холостом ходе; $\xi_d=a\pi(a\pi+\sin a180°)/(8\sin^2 a90°)$ — коэффициент, учитывающий влияние скоса на продольную реактивность; здесь a — скос в долях полюсного деления; $\xi_q=a\pi(a\pi-\sin a180°)/(8\sin^2 a90°)$ — коэффициент, учитывающий влияние скоса на поперечную реактивность; k_q — коэффициент приведения МДС реакции якоря по поперечной оси (см. рис. 6.13, 6.14).

Индуктивное сопротивление обмотки якоря по поперечной оси

$$X_{aq}=(F_a/F_{\delta z})\,k_q k_{р.п}\,[\xi_d+(k_x k_d/k_q)\,\xi_q]\,U/I.$$

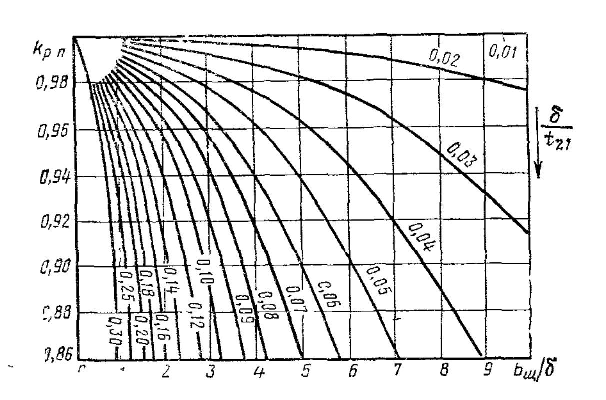


Рис. 6.44. Кривые коэффициента, учитывающего увеличение сопротивления магнитной цепи из-за раскрытия пазов якоря

Коэффициент, учитывающий дифференциальное рассеяние,

$$k_{д\sigma}=(\pi k_{ис})/(2k_d k_{\mu\delta z} k_х).$$

Коэффициент рассеяния обмотки возбуждения

$$k_{\sigma в}=1+0{,}64\,[p_в\,(\delta'/\tau)\,k_\delta/(\alpha_i p_в)]\,[(\lambda_{п.в}+\lambda_{л.в})/\mu_0],$$

где $p_в$ — число пазов обмотки возбуждения; для одноименнополюсных генераторов $k_{\sigma в}=1$.

Коэффициент дифференциального рассеяния

$$k_{д.р}=1-k_{д\sigma}/k_{\sigma в}.$$

Переходная реактивность якоря в продольной оси

$$X'_{ad}=k_{д.р}X_{ad}.$$

Синхронная реактивность по поперечной оси

$$X_q=X_{aq}+X_s.$$

Реактивность обратного следования фаз

$$X_2=(X_d+X_q)/2.$$

Относительное активное сопротивление

$$r_a^*=Ir_a/U.$$

Относительное сопротивление рассеяния

$$X_s^*=IX_s/U.$$

Относительное сопротивление обратного следования фаз

$$X_2^*=IX_2/U.$$

Относительная расчетная внутренняя ЭДС генератора при нагрузке $m=3$

$$E_i^*=\sqrt{(\cos\varphi+r_a)^2+(\sin\varphi+X_s^*)^2};$$

при $m=1$

$$E_i=\sqrt{(\cos\varphi+r_a)^2+(\sin\varphi+X_2^*)^2}.$$

Расчетная внутренняя ЭДС генератора при нагрузке

$$E_i=E_i^*U.$$

Построение векторной диаграммы напряжений. Векторная диаграмма напряжений строится в следующем порядке (рис. 6.45).

По горизонтали откладывается вектор тока I.

Под углом φ к вектору тока проводится вектор напряжения (в относительных единицах равен единице).

Из конца вектора $\bar{U}$ параллельно вектору тока откладывается вектор падения напряжения в активном сопротивлении обмотки якоря $\bar{I}r_a$ (в относительных единицах r_a^*).

Из конца вектора $\bar{I}r_a$ перпендикулярно вектору тока откладывается вектор падения напряжения в индуктивном сопротивлении обмотки якоря $j\bar{I}X_s$ (в относительных единицах X_s^*).

ЭДС генератора при нагрузке $\bar{E}_i$ определяется соединением конца вектора $j\bar{I}X_s$ с началом вектора $\bar{U}$.

Определяется величина и направление вектора $\bar{E}_0$:

а) на продолжении $j\bar{I}X_s$ откладывается вектор $j\bar{I}X_{aq}$ (в относительных единицах X^*_{aq});

б) направление вектора $\bar{E}_0$ определяет прямая, соединяющая начало вектора $\bar{U}$ с концом вектора $j\bar{I}X_{aq}$;

в) величина вектора $\bar{E}_0$ определяется по характеристике холостого хода по МДС при нагрузке $F_н$ (см. ниже).

Векторная диаграмма напряжений для двухпакетного генератора имеет такой же вид, как и для однопакетного, так как при построении диаграммы берутся результирующие выходные пара-

метры генератора: I, U, r_a, X_s, X_{aq}, X_{ad}. Если фазы обмоток якоря пакетов соединяются последовательно, то при расчете каждый пакет рассчитывается на половинное значение ЭДС, т. е. половинное число витков в фазе якоря. С учетом этого числа витков подсчитываются, а затем суммируются активные сопротивления и индуктивные сопротивления рассеяния пакетов. В случае «сквозной» обмотки якоря, когда стержни обмотки проходят через пазы обоих пакетов, подсчет r_a и X_s ведется по длине двух пакетов с учетом межпакетного расстояния.

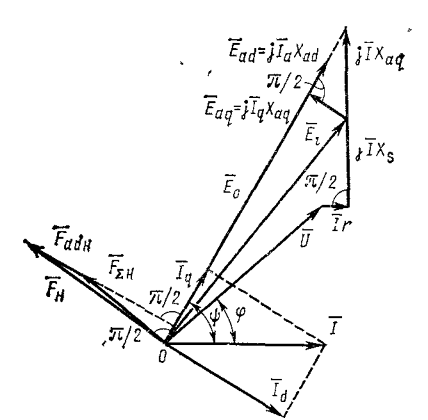


Рис. 6.45. Векторная диаграмма напряжений

При параллельном включении обмоток якоря в двухпакетном генераторе через каждую параллельную ветвь проходит половинное значение тока. Результирующие значения фазных сопротивлений r_a и X_s двух параллельных ветвей в два раза меньше фазных сопротивлений обмотки отдельного пакета. Поэтому при построении векторной диаграммы напряжения берутся результирующие значения r_a и X_s и полное значение тока генератора.

МДС при нагрузке. МДС возбуждения при нагрузке (рис. 6.45)

$$\overline{F}_н=\overline{F}_{\Sigma н}+\overline{F}_{adн},$$

где $F_{\Sigma н}$ — падение магнитного напряжения в магнитной цепи при нагрузке; $F_{adн}$ — МДС реакции якоря по продольной оси.

Числовая величина $\overline{E}_{\Sigma н}$ равна сумме:

$$F_{\Sigma н}=F_{\delta zн}+F_{вг.н}+F_{к1н}.$$

Значение $F_{\Sigma н}$ определяется с помощью характеристики холостого хода по величине E_i, полученной из векторной диаграммы напряжений.

Числовое значение $\overline{F}_{adн}$

$$F_{adн}=F_ak_d \sin \psi,$$

где $\sin \psi=\sqrt{1/\{1+[(\cos\varphi+r_a^*)/(\sin\varphi+X_q^*)]^2\}}$, $X_q^*=IX_q/U$.

Сумма векторов $\overline{F}_{\Sigma н}$ и $\overline{F}_{ad}$ находится с помощью векторной диаграммы напряжения (рис. 6.45). Для этого откладывается вектор $\overline{F}_{\Sigma н}$, перпендикулярный вектору $\overline{E}_i$. Из конца вектора $\overline{F}_{\Sigma н}$ откладывается вектор $\overline{F}_{adн}$ перпендикулярно оси направления (параллельно $\overline{I}_d$). При сложении векторов $\overline{F}_{\Sigma н}$ и $\overline{F}_{ad\,н}$ получаем направление и величину вектора $\overline{F}_н$.

Необходимая величина МДС возбуждения зависит от типа генератора и заданной перегрузки

$$F_в = I_{в.н} w_в = N F_н,$$

где N — число пакетов; $I_{в.н}$ — ток в обмотке возбуждения при нагрузке.

При определении МДС обмотки возбуждения для разноименнополюсных генераторов (рис. 6.3) необходимо брать $N=1$, если подсчитывается МДС одной катушки возбуждения, и $N=2$, если подсчитывается МДС двух катушек (на пару полюсов).

Если задана перегрузка, то построение векторной диаграммы напряжения и определение МДС $F_н$ и $F_в$ должно вестись для максимального тока перегрузки.

Знание МДС $F_н$ и ее составляющих позволяет уточнить величины потока рассеяния обмотки возбуждения при нагрузке:

для однопакетного одноименнополюсного генератора

$$\Phi_{s\,в.н} = \lambda_{sв} (F_{\delta z н} + F_{вг} + F_{adн});$$

для двухпакетного одноименнополюсного генератора

$$\Phi_{s\,в.н} = 2\lambda_{sв} (F_{\delta z н} + F_{вт} + F_{adн});$$

для разноименнополюсного генератора

$$\Phi_{s\,в.н} = 2\lambda_{sв} (F_{\delta z н} + F_{j2} + F_{adн}).$$

Точные величины потоков в ярме статора при нагрузке:

для одноименнополюсных

$$\Phi_{1\,к.н} = \Phi_{вт.н} + \Phi_{s\,в.н};$$

для разноименнополюсных

$$\Phi_{j1} = \Phi_{j2} + \Phi_{s\,в.н}.$$

Знание точных величин потока в ярме статора позволяет уточнить падение магнитных напряжений в магнитной цепи.

Проектирование обмотки возбуждения. Параметры и размеры обмотки возбуждения индукторных генераторов зависят от системы питания цепи возбуждения, типа и параметров регулятора. Последовательность расчета обмотки возбуждения остается такой же, как и для синхронных генераторов (см. гл. 2), т. е. определяется сопротивление обмотки возбуждения $r_в$, площадь поперечного сечения провода $S_в$, максимальный ток возбуждения $I_{в.макс}$, число витков обмотки возбуждения $w_в$, минимальный ток возбуждения $I_{в.мин}$. В отличие от синхронных в одноименнополюсных генераторах имеется одна катушка обмотки возбуждения тороидального типа, которая рассчитывается на полную МДС возбуждения $F_в$. В разноименнополюсных генераторах число катушек возбуждения равно числу полюсов. Параметры и размеры катушки определяются величиной МДС $F_н$. При последовательном соединении катушек общая МДС обмотки возбуждения $F_в = 2pF_н$.

§ 6.8. РАСЧЕТ ПОТЕРЬ И КПД ГЕНЕРАТОРА

Потери в обмотке якоря $P_{\text{м}a} = mI_{\text{н}}^2 r_{a\vartheta}$.

Потери в обмотке возбуждения $P_{\text{м.в}} = I_{\text{в}}^2 r_{\text{в}\vartheta}$.

Масса зубцов статора (кг) $G_{z1} = 7{,}8N\alpha_{\text{в}} z_1 b_{z1} h_{z1} l_{\text{н}} k_{\text{з.с}} \cdot 10^{-3}$.

Постоянная составляющая индукции в зубцах статора $B_0 = (k_{z1}\Phi_{2\tau} \cdot 10^4)/(2\tau \times \times l_{\text{н}} k_{\text{з.ст}})$.

Переменная составляющая индукции в зубцах статора $B_1 = \pi k_{\text{ис}} k_f B_0$,

где k_f — коэффициент вытеснения потока от частоты.

Удельные потери в стали (Вт/кг) $P_{\text{ст}} = \sigma_{\text{в}} (\Delta f/400)^2 + \sigma_{\text{г}} [1 + 0{,}5 B_0^2] f/400$,

где $\sigma_{\text{в}}$ и $\sigma_{\text{г}}$ — коэффициенты удельных потерь в стали на вихревые токи и гистерезис при $B = 1$ Тл; Δ — толщина листа, мм.

Значения $\sigma_{\text{в}}$ и $\sigma_{\text{г}}$ приведены в табл. 6.6.

Таблица 6.6

Марка стали	Δ, мм	$\sigma_{\text{в}}$	$\sigma_{\text{г}}$	Марка стали	Δ, мм	$\sigma_{\text{в}}$	$\sigma_{\text{г}}$
1413 (Э-34)	0,35	6,50	16,50	1521 (Э-44)	0,20	1,86	10,64
1413 (Э-340)	0,35	6,90	14,10	1521 (Э-44)	0,15	1,04	10,66
1413 (Э-340)	0,20	2,24	9,76	1521 (Э-44)	0,10	0,465	10,04
1521 (Э-44)	0,35	5,70	13,30				

Потери в зубцах статора $P_{z1} = P_{\text{ст}} k_m (B_1)^2 M_{z1}$,
где k_m — коэффициент увеличения потерь в стали (рис. 6.46).

Масса зубцов ротора (кг) $M_{z2} = 7{,}8 z_2 b_{z2} h_{z2} l_{\text{н}} N k_{\text{з.с}} \cdot 10^{-3}$.

Потери в зубцах ротора для разноименнополюсного генератора

$$P_{z2} = P_{10} k_m [p_{\text{в}} n/(60 \cdot 400)]^{1,35} (B_{z2})^2 M_{z2},$$

где P_{10} — удельные потери в стали при индукции 1 Тл и $f = 400$ Гц.

Масса ярма ротора разноименнополюсного генератора (кг) $M_{j2} = 6 (D_{z2}^2 - D_3^2) l k_{\text{з.с}} \cdot 10^{-3}$.

Потери в ярме ротора для разноименнополюсного генератора

$$P_{j2} = P_{10} k_m [p_{\text{в}} n/(60 \cdot 400)]^{1,35} (B_{j2})^2 M_{j2}.$$

Механические потери $P_{\text{мех}} = P_{\text{н}}/(20 \div 50)$ включают потери на трение в подшипниках

$$P_{\text{под}} = 0{,}0015 (G_{\text{п}}/d_{\text{ц}}) v_{\text{ц}},$$

где $G_{\text{п}}$ — нагрузка на подшипник, Н; $d_{\text{ц}}$, $v_{\text{ц}}$ — диаметр и скорость центров шариков, см и м/с.

Дополнительные потери $P_{\text{доп}} = P_{\text{н}}/50$.

Суммарные потери в генераторе $\sum P = P_{\text{м}a} + P_{\text{м.в}} + P_{z1} + P_{z2} + P_{j2} + P_{\text{мех}} + P_{\text{доп}}$.

Коэффициент полезного действия

$$\eta = [P_{\text{н}} \cos\varphi / (P_{\text{н}} \cos\varphi + \sum P)]\, 100.$$

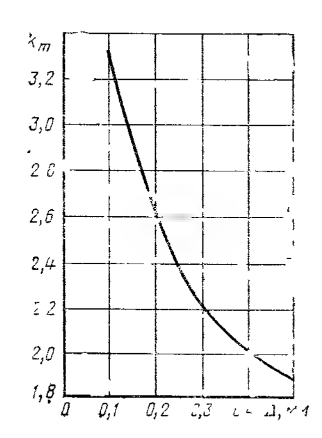


Рис. 6.46. Кривая коэффициента, учитывающего увеличение потерь в стали вследствие обработки

ПРИЛОЖЕНИЕ. ПРИМЕР ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО РАСЧЕТА ГЕНЕРАТОРА С РАДИАЛЬНЫМИ ПОЛЮСАМИ НА РОТОРЕ

Техническое задание

Номинальная мощность $P_н$	60 кВ·А
Число фаз m	3
Фазное и линейное напряжения $U_ф/U_л$	120/208 В
Частота вращения n	8000 об/мин
Частота f	400 Гц
Коэффициент мощности $\cos\varphi$	0,8

Режим работы — длительный; потребители питаются от фазного и линейного напряжений. Охлаждение воздушное с продувом. Перегрузочная способность и требования к параметрам генератора согласно данным табл. 1.2. Выбираем бесконтактную конструкцию генератора с вращающимися выпрямителями.

Определение главных размеров

Значение фазного тока номинального

$$I_н = P_н\, 3U_н = (60\cdot 10^3)/(3\cdot 120) = 166{,}7 \text{ А}.$$

Число пар полюсов индуктора

$$p = f\cdot 60/n = 400\cdot 60/8000 = 3.$$

Расчетная мощность

$$P' = k_E P_н = 1{,}095\cdot 60 = 65{,}7 \text{ кВ·А},$$

k_E — согласно табл. 2.1.

Электромагнитная нагрузка

$$A = 327 \text{ А/см — согласно табл. 2.6.}$$

$B_\delta = 0{,}87$ Тл — при магнитопроводе якоря из стали 1411 (Э-31) и индуктора из стали 27КХ;

$$A\, B_\delta = 327/0{,}87 = 376 < 500 \text{ (А/см)/Тл}.$$

Предварительно определяем и выбираем расчетные коэффициенты: расчетный коэффициент полюсного перекрытия (при равномерном ноздушном зазоре)

$$\alpha_i = 0{,}485 + 0{,}4\alpha_p = 0{,}485 + 0{,}4\cdot 0{,}7 = 0{,}765.$$

Коэффициент укорочения

$$k_y = \sin(y/\tau)(\pi/2) = \sin 0{,}667(\pi/2) = 0{,}866 \text{ (при } \beta = 0{,}667).$$

Коэффициент распределения

$$k_p = 0{,}956 \text{ для } q = 9/2 \text{ (согласно табл. 2.4 и 2.14);}$$

Коэффициент скоса $k_{ск}$

$$k_{ск} = 0,9979 \text{ для } \alpha = 1,05\,\beta_{ск}/q = 1,05\cdot 1/4,5 = 0,2222 \text{ рад},$$

где $\beta_{ск}=1$ пазовое деление — скос пазов якоря;

Обмоточный коэффициент

$$k_о = k_у k_р k_{ск} = 0,866\cdot 0,956\cdot 0,9979 = 0,826.$$

Коэффициент формы поля $k_ф=1,10$ — принимаем по рис. 2.2, *б*.

Отношение длины якоря к диаметру (согласно 2.17)

$$\lambda \approx \lambda_l = 0,8/\sqrt{p} = 0,8/\sqrt{3} = 0,462,$$

принимаем $\lambda=\lambda_1=0,48$.

Диаметр якоря

$$D = \sqrt[3]{\frac{6,1\cdot 10^7 P'}{\alpha_l k_ф k_о A B_\delta n \lambda_l}} = \sqrt[3]{\frac{6,1\cdot 10^7\cdot 65,7}{0,765\cdot 1,10\cdot 0,826\cdot 327\cdot 0,87\cdot 8000\cdot 0,48}} = 17,5 \text{ см}.$$

Длина якоря

$$l = \lambda D = 0,48\cdot 17,5 = 8,4 \text{ см}.$$

Полюсное деление

$$\tau = \pi D/2p = \pi\cdot 17,5/6 = 9,163 \text{ см}.$$

Воздушный зазор (2.26)

$$\delta = \frac{0,36 A\tau\cdot 10^{-4}}{k' B_\delta (X_d^* - X_s^*)} = \frac{0,36\cdot 327\cdot 9,163\cdot 10^{-4}}{1,05\cdot 0,87\,(2,1 - 0,1)} = 0,062 \text{ см},$$

принимаем $\delta = 0,065$ см $= 0,65$ мм.

Расчет обмотки, пазов и спинки якоря

Расчетная величина магнитного потока в воздушном зазоре (Вб)

$$\Phi_\delta = \alpha_l \tau B_\delta l_l\cdot 10^{-4} = 0,73\cdot 9,163\cdot 0,87\cdot 8,4\cdot 10^{-4} = 48,535\cdot 10^{-4},$$

где

$$\alpha_l = \alpha_р + \frac{4}{\tau/\delta + 6/(1-\alpha_p)} = 0,7 + \frac{4}{9,163/0,065 + 6/(1-0,7)} = 0,73$$

— уточненное значение.

Число витков в фазе

$$w_ф = \frac{k_E U_н}{4 k_ф k_о f \Phi_\delta} = \frac{1,095\cdot 120}{4\cdot 1,10\cdot 0,826\cdot 400\cdot 48,535\cdot 10^{-4}} = 18,62,$$

принимаем $w_ф=18$.

Выбираем двухслойную петлевую дробную обмотку $q = 4\frac{1}{2}$ (согласно табл. 2.14); определяем число проводов в пазу:

$$u_п = [w_ф/(pq)]\, a_1 a_2 = [18/(3\cdot 4,5)]\, 3\cdot 1 = 4,$$

где $a_1=3$ — число параллельных ветвей обмотки якоря.

Число пазов якоря

$$z = 2pmq = 2\cdot 3\cdot 3\cdot 4{,}5 = 81.$$

Зубцовое деление якоря

$$t_z = \pi D/z = \pi\cdot 17{,}5/81 = 0{,}679 \text{ см}.$$

Необходимая минимальная ширина зубца (2.62)

$$B_{z\,\text{мин}} = \frac{B_\delta \pi D}{B_{z\,\text{макс}} k_{\text{з.с}} \gamma_{\text{в}} z} = \frac{0{,}87\pi\cdot 17{,}5}{2{,}0\cdot 0{,}95\cdot 0{,}94\cdot 81} = 0{,}33 \text{ см}.$$

Материал стали 1411 (Э-31) с толщиной листа Δ=0,35 мм.
Максимально допустимая ширина паза

$$b_{\text{п.доп}} = t_z - b_{z\,\text{мин}} = 6{,}79 - 3{,}3 = 3{,}49 \text{ мм} = 0{,}349 \text{ см}.$$

Площадь поперечного сечения провода обмотки якоря

$$S_a = I_{\text{н}}/(j_a a_1 a_2) = 166{,}7/(13{,}4\cdot 3\cdot 1) = 4{,}14 \text{ мм}^2.$$

Выбираем провод марки ПНЭТП (1,16×3,8)/(1,30×3,96).

Выбранная плотность меньше допустимой по условиям нагрева обмотки якоря (см. рис. 2.15)

$$j_a < (Aj_a)_{\text{доп}}/A = 5000/327 = 15{,}3 \text{ А/мм}^2.$$

Ширина паза (см. рис. 2.20, *б*)

$$b_{\text{п}} = n_1 b_{\text{из}} + \Delta b = 2\cdot 1{,}30 + 0{,}56 = 3{,}16 \text{ мм} = 0{,}316 \text{ см},$$

принимаем $b_{\text{п}}$=3,2 мм=0,32 см ($b_{\text{п}} < b_{\text{п доп}}$).

Высота паза (см. рис. 2.20, *б*)

$$h_{\text{п}} = n_2 h_{\text{из}} + \Delta h = 2\cdot 3{,}96 + 2{,}29 = 10{,}21 \text{ мм} = 1{,}021 \text{ см};$$

принимаем $h_{\text{п}}$=10,3 мм=1,03 см.

Ширина прорези паза

$$b_{\text{щ}} = b_{\text{из}} + \Delta b_{\text{щ}} = 1{,}30 + 0{,}56 = 1{,}86 \text{ мм},$$

принимаем $b_{\text{щ}}$=1,9 мм=0,19 см.

Средняя ширина секции обмотки якоря (2.87)

$$\tau_y = \frac{\pi(D + h_{\text{п}} + h_{\text{к}}) y_{\text{п}}}{z} = \frac{\pi(17{,}5 + 1{,}03 + 0{,}13)\, 9}{81} = 6{,}5 \text{ см},$$

где $y_{\text{п}}$=9 — шаг по пазам якоря.

Длина лобовой части секции (2.88)

$$l_s = \tau_y/\cos\alpha_{\text{с}} + 1{,}0 + h_{\text{п}} = (6{,}5/0{,}78) + 1 + 1{,}03 = 10{,}36 \text{ см},$$

$$\sin\alpha_{\text{с}} = (b_{\text{п}} + s)/t_{\text{с}} = (0{,}32 + 0{,}1)/0{,}67 = 0{,}627,$$

$$t_{\text{с}} = \pi(D + 2h_{\text{к}})/z = \pi(17{,}5 + 2\cdot 0{,}13)/81 = 0{,}688 \text{ см}.$$

Средняя длина витка

$$l_{a\text{ср}} = 2(l + l_s) = 2(8{,}4 + 10{,}36) = 37{,}52 \text{ см} = 0{,}3752 \text{ м}.$$

Омическое сопротивление фазы обмотки якоря при 20° С

$$r_{20^\circ\text{C}} = \frac{(l_{a\text{ср}} w_{\text{ф}})}{(57 S_a a_1 a_2)} = \frac{0{,}3752\cdot 18}{(57\cdot 4{,}14\cdot 3\cdot 1)} = 0{,}00954 \text{ Ом}.$$

Омическое сопротивление фазы обмотки якоря в нагретом состоянии (2.96)

$$r_\vartheta = r_{20°C}(1 + \alpha_\vartheta \Delta\vartheta) = 0,00954(1 + 0,004 \cdot 150) = 0,01526 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление фазы обмотки якоря (2.97 и 2.98)

$$r_{a\vartheta} = r_\vartheta \gamma_a = 0,01526 \cdot 1 = 0,01526 \text{ Ом}.$$

Удельная проводимость пазового рассеяния [см. рис. 2.30, *б*, **формулу** (2.102)]

$$\lambda_п = 0,4\pi \left[\frac{2h_{из} + \Delta_{пр}}{3b_п} k_\beta + \left(\frac{h_z - 2h_{из} - \frac{\Delta b}{2} - \Delta_{пр} - h_з - h_у}{b_п} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{3h_з}{b_п + 2b_ш} + \frac{h_у}{b_ш} \right) k_{\beta 1} \right] = 0,4\pi \left[\frac{2 \cdot 0,396 + 0,035}{3 \cdot 0,32} \cdot 0,82 + \right.$$

$$+ \left(\frac{1,03 - 2 \cdot 0,396 - 0,023 - 0,035 - 0,08 - 0,05}{0,32} + \frac{3 \cdot 0,08}{0,32 + 2 \cdot 0,19} + \right.$$

$$\left. \left. + \frac{0,05}{0,19} \right) \cdot 0,73 \right] = 1,571.$$

Удельная проводимость дифференциального рассеяния (2.105)

$$\lambda_д = 0,2 \frac{\tau}{\pi\delta} \frac{z}{p} (k_о^2 \sigma_\delta) = 0,2 \frac{91,63}{\pi \cdot 0,65} \cdot \frac{81}{3} \cdot 0,0023 = 0,558.$$

Удельная проводимость рассеяния лобовых частей (2.108)

$$\lambda_л = \frac{0,42q}{l} (l_s - 0,64\beta\tau) = \frac{0,42 \cdot 4,5}{8,4} (10,36 - 0,64 \cdot 0,667 \cdot 9,163) = 1,45.$$

Суммарная удельная проводимость рассеяния

$$\sum \lambda = \lambda_п + \lambda_д + \lambda_л = 1,571 + 0,558 + 1,45 = 3,579.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки якоря (2.100)

$$X_s = 1,26 f \frac{w_ф^2}{pq} l \sum \lambda \cdot 10^{-7} = 1,26 \cdot 400 \frac{18^2}{3 \cdot 4,5} \cdot 8,4 \cdot 3,579 \cdot 10^{-7} = 0,03636 \text{ Ом}.$$

Внутренняя ЭДС обмотки якоря при номинальной нагрузке

$$E_i = \sqrt{(U_н \cos\varphi + I_н r_a)^2 + (U_н \sin\varphi + I_н X_s)^2} =$$

$$= \sqrt{(120 \cdot 0,8 + 166,7 \cdot 0,01526)^2 + (120 \cdot 0,6 + 166,7 \cdot 0,03636)^2} = 125,71 \text{ В},$$

округляем до большей величины $E_i = 126$ В.

Внутренняя ЭДС обмотки якоря при двойной перегрузке

$$E_{i2н} = \sqrt{(U_н \cos\varphi + 2I_н r_a)^2 + (U_н \sin\varphi + 2I_н X_s)^2} =$$

$$= \sqrt{(120 \cdot 0,8 + 2 \cdot 166,7 \cdot 0,01526)^2 + (120 \cdot 0,6 + 2 \cdot 166,7 \cdot 0,03636)^2} = 131,51 \text{ В},$$

округляем до большей величины $E_{i2н} = 132$ В.

Значения магнитного потока в воздушном зазоре при двойной **перегрузке**

$$\Phi_{\delta 2н} = \frac{E_{i2н}}{4k_ф k_о f w_ф} = \frac{132}{4 \cdot 1,10 \cdot 0,815 \cdot 400 \cdot 18} = 51,2 \cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Радиальная высота спинки якоря (см. рис. 2.23)

$$h_{ja} = \frac{\Phi_{\delta 2н} \cdot 10^4}{2lk_{з.с}B_{ja}} = \frac{51,2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{2 \cdot 8,4 \cdot 0,95 \cdot 1,6} = 2 \text{ см}.$$

Наружный диаметр якоря

$$D_н = D + 2h_п + 2h_{ja} = 17,5 + 2 \cdot 1,03 + 2 \cdot 2 = 23,56 \text{ см}.$$

Определение размеров магнитной цепи индуктора, демпферной клетки. Длина полюсной дуги индуктора (см. рис. 2.23)

$$b_p = \alpha_p \tau = 0,7 \cdot 9,163 = 6,42 \text{ см}.$$

Ширина полюсной дуги (см. рис. 2.23)

$$b_{п.б} = (D - 2\delta) \sin [b_p/(2\pi D)] 360° = (17,5 - 0,13) \sin \{[6,42/(2\pi \cdot 17,5)] 360°\} =$$
$$= 6,23 \text{ см}.$$

Ширина полюса (2.114)

$$b_m = \frac{\sigma_{sп}\Phi_{\delta 2н} \cdot 10^4}{l_m k_{з.с} B_m} = \frac{1,25 \cdot 51,2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{(8,4 + 0,5)\, 0,98 \cdot 1,9} = 3,66 \text{ см}.$$

Материал магнитопровода индуктора 27КХ (гиперко) с толщиной листов $\Delta = 0,7$ мм; длина полюса $l_m = l + 0,5 = 8,4 + 0,5 = 8,9$ см.

Высота спинки ярма индуктора

$$h_{jm} = \frac{\sigma_{sj}\Phi_{\delta 2н} \cdot 10^4}{2l_m k_{з.с} B_{jm}} = \frac{1,3 \cdot 51,2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{2 \cdot 8,9 \cdot 0,98 \cdot 1,98} = 1,83 \text{ см}.$$

Магнитная индукция в воздушном зазоре при двукратной перегрузке

$$B_{\delta 2н} = \frac{\Phi_{\delta 2н}}{\alpha_i \tau l} = \frac{51,2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{0,73 \cdot 9,163 \cdot 8,4} = 0,915 \text{ Тл}.$$

Высота полюсного башмака на участке *аб* (см. рис. 2.23) из условия допустимого насыщения

$$h'_{аб} \geqslant (B_{\delta 2н}/B_{п.б})(b_p - b_m)/2 = 0,915/2,1 \cdot (6,42 - 3,66)/2 = 0,605 \text{ см}.$$

Шаг демпферной обмотки (2.129)

$$t_у = t_z q/(q \pm a) = 0,679 \cdot 4,5/(4,5 - 0,5) = 0,764 \text{ см}.$$

Число стержней демпферной клетки на полюс

$$n_у = b_p/t_у - (0 \text{ или } 1) = 6,42/0,764 - 0 = 8,4;$$

выбираем $n_у = 8$.

Площадь поперечного сечения стержня (2.131)

$$S_у = (0,2 - 0,4)\, A\tau/(j_a n_у) = (0,25 \cdot 327 \cdot 9,163)/(13,4 \cdot 8) = 7,03 \text{ мм}^2.$$

Диаметр стержня

$$d_у = \sqrt{\frac{4S_у}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 7,03}{\pi}} = 3 \text{ мм}.$$

Высота паза демпферной клетки

$$h_{п.у} = d_у + h_{у.у} + \Delta_{доп} = 3 + 0,5 + 0,2 = 3,7 \text{ мм} = 0,37 \text{ см}.$$

Ширину прорези паза демпферной клетки принимаем $b_{щ.у} = 0,5$ мм.

Высота полюсного башмака на участке *аб* (см. рис. 2.23)

$$h_{аб} = h'_{аб} + h_{п.у} = 0,605 + 0,37 = 0,975 \text{ см};$$

принимаем $h_{аб} = 1$ см.

Высота полюсного башмака по оси полюса

$$h_{п.б} = h_{аб} + \frac{b_m^2}{4D_р} = 1 + \frac{3,66^2}{4\,(17,5 - 2 \cdot 0,065)} = 1,193 \text{ см};$$

принимаем $h_{п.б} = 1,2$ см.

Магнитная индукция в зубце индуктора

$$B_{zу} = \frac{\Phi_{\delta 2н}}{\left[\frac{\pi\,(D_р - 2h_{у.у} - d_у)}{2p}\,\alpha_p - n_у d_{п.у}\right] l} =$$

$$= \frac{51,2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{\left[\frac{\pi\,(17,37 - 2 \cdot 0,05 - 0,3)}{6}\,0,7 - 8 \cdot 0,32\right] 8,4} = 1,66 \text{ Тл}.$$

Площадь поперечного сечения кольца демпферной клетки

$$S_к = (0,4 \div 0,5)\, n_у S_к = 0,4 \cdot 8 \cdot 7,03 = 22,5 \text{ мм}^2.$$

Необходимая площадь поперечного сечения обмотки возбуждения на полюсе (2.123)

$$S_{к.в} = h_к b_к \geqslant \frac{(1,0 \div 1,1)\, A\tau}{2 j_в k_{з.в}} = \frac{1,1 \cdot 327 \cdot 9,163}{2 \cdot 10 \cdot 0,6} = 275 \text{ мм}^2.$$

Ширина верхней части катушки

$$b'_к < \frac{1}{2}\left[\frac{\pi\,(D - 2h_{п.б} - 2\delta - 2\Delta_{кл}}{2p} - b_m\right] - \Delta_{ип} =$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{\pi\,(17,5 - 2 \cdot 1,2 - 2 \cdot 0,065 - 2 \cdot 0,15)}{6} - 3,66\right] - 0,05 = 2 \text{ см}.$$

Принимаем предварительно $b_к' = 1,8$ см.

Ширина нижней части катушки

$$b''_к < \frac{1}{2}\left[\frac{\pi\,(D_в + 2h_{jm})}{2p} - b_m\right] - \Delta_{ип} =$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{\pi\,(5,4 + 2 \cdot 1,83)}{6} - 3,66\right] - 0,05 = 0,502 \text{ см}.$$

Диаметр вала $D_в$ задается.

Принимаем предварительно $b_к'' = 0,4$ см.

Необходимая высота катушки

$$h_к = S_{к.в}/[(b'_к + b''_к)/2] = 275/[(18 + 4)/2] = 25 \text{ мм} = 2,5 \text{ см}.$$

Высота сердечника полюса

$$h_m = h_к + 2\Delta_{ип} + \Delta_{кл} + \Delta_{доп} = 2,5 + 2 \cdot 0,05 + 0,15 + 0,15 = 2,9 \text{ см}.$$

Из геометрии поперечного сечения индуктора можем выбрать $h_m = 3,2$ см, т. е. имеется запас по площади окна.

Высота полюса

$$h_p = h_m + h_{п.б} = 3,2 + 1,2 = 4,4 \text{ см.}$$

Ширина нижней полки полюса (см. рис. 2.23)

$$a_{jm} = \frac{[D_р - 2(h_m + h_{п.б})] \operatorname{tg} \pi/(2p) - b_m}{2} =$$

$$= \frac{[17,37 - 2(3,2 + 1,2)] \operatorname{tg} (\pi/6) - 3,66}{2} = 0,65 \text{ см.}$$

Ширина верхней полки полюса (см. рис. 2.23)

$$a_p = (b_{п.б} - b_m)/2 = (6,23 - 3,66)/2 = 1,285 \text{ см.}$$

Проводимость рассеяния полюсных сердечников (см. рис. 2.34)

$$G_{sc} = \left(1,25 l_m \frac{h_m}{c_{mср}} + 1,075 b_m \frac{h_m}{c_{mср} + 0,5 b_m}\right) \cdot 10^{-8} =$$

$$= \left(1,25 \cdot 8,9 \cdot \frac{3,2}{2,85} + 1,075 \cdot 3,66 \frac{3,2}{2,85 + 0,5 \cdot 3,66}\right) \cdot 10^{-8} = 15,15 \cdot 10^{-8} \text{ Вб/А;}$$

$$c_{mср} = \frac{\pi}{p}\left(\frac{h_m}{2} + \frac{a_{jm}}{\operatorname{tg} \pi/2p}\right) = \frac{\pi}{3}\left(\frac{3,2}{2} + \frac{0,65}{\operatorname{tg} \pi/6}\right) = 2,85 \text{ см.}$$

Проводимость рассеяния полюсных башмаков (см. рис. 2.34)

$$G_{sп.б} = \left(2,5 l_m \frac{h_t}{c_{п.б}} + 2,15 l_m \frac{a_p}{c_{п.б} + a_p} + 2,15 h'_{п.б} \frac{b_{п.б}}{c_{п.б} + 0,5 b_{п.б}}\right) \cdot 10^{-8} =$$

$$= \left(2,5 \cdot 8,9 \frac{0,707}{2,19} + 2,15 \cdot 8,9 \frac{1,285}{2,19 + 1,285} + 2,15 \cdot 0,642 \times \right.$$

$$\left. \times \frac{6,23}{2,19 + 0,5 \cdot 6,23}\right) 10^{-8} = 15,85 \cdot 10^{-8} \text{ Вб/А;}$$

$$h'_{п.б} = h_{п.б} - \frac{b^2_{п.б}}{4 D_p} = 1,2 - \frac{6,23^2}{4 \cdot 17,37} = 0,642 \text{ см;}$$

$$h_t = h'_{п.б} + \delta = 0,642 + 0,065 = 0,707 \text{ см;}$$

$$c_{п.б} = \tau - b_{п.б} - \pi h_t/p = 9,16 - 6,23 - \pi \cdot 0,707/3 = 2,19 \text{ см.}$$

Суммарная проводимость рассеяния на пару полюсов

$$G_{sп} = (3/4)\, G_{sc} + G_{sп.б} = \frac{3}{4} 15,15 \cdot 10^{-8} + 15,85 \cdot 10^{-8} = 27,2 \cdot 10^{-8} \text{ Вб/А.}$$

Проводимость полного потока рассеяния индуктора

$$G_{sj} = G_{sc} + G_{sп.б} = (15,15 + 15,85) \cdot 10^{-8} = 31 \cdot 10^{-8} \text{ Вб/А.}$$

Определение МДС обмотки возбуждения при двойной перегрузке генератора

МДС воздушного зазора (на пару полюсов)

$$F_\delta = 1,6 \delta k_\delta B_{\delta 2н} \cdot 10^4 = 1,6 \cdot 0,065 \cdot 1,125 \cdot 0,915 \cdot 10^4 = 1070 \text{ А.}$$

$$k_{\delta 1} = \frac{t_z + 5 t_z \delta / b_щ}{t_z - b_щ + 5 t_z \delta / b_щ} = \frac{0,679 + 5 \cdot 0,679 \cdot 0,065/0,19}{0,679 - 0,19 + 5 \cdot 0,679 \cdot 0,065/0,19} = 1,115;$$

$$k_{\delta 2} = \frac{t_у + 5t_у\delta/b_{щ.у}}{t_у - b_{щ.у} + 5t_у\delta\, b_{щ.у}} = \frac{0,764 + 5\cdot 0,764\cdot 0,065/0,05}{0,764 - 0,05 + 5\cdot 0,764\cdot 0,065/0,05} = 1,01;$$

$$k_\delta = k_{\delta 1}k_{\delta 2} = 1,115\cdot 1,01 = 1,125.$$

Расчет МДС зубцов якоря (см. рис. 2.32, *б*)

$$b_z''' = \frac{\pi(D + 2h_z)}{z} - b_п = \frac{\pi(17,5 + 2\cdot 1,03)}{31} - 0,32 = 0,438 \text{ см.}$$

$$b_z' = \frac{\pi(D + 2h_к)}{z} - b_п = \frac{\pi(17,5 + 2\cdot 0,13)}{81} - 0,32 = 0,369 \text{ см;}$$

$$b_z'' = \frac{b_z' + b_z'''}{2} = 0,4035 \text{ см;}$$

$$B'_{z\,мин} = B_{\delta 2н}\frac{t_z}{k_{з.с}b_z'''} = 0,915\frac{0,679}{0,95\cdot 0,438} = 1,49 \text{ Тл;}$$

$$B'_{zср} = B_{\delta 2н}\frac{t_z}{k_{з.с}b_z''} = 0,915\frac{0,679}{0,95\cdot 0,4035} = 1,62 \text{ Тл;}$$

$$B'_{zмакс} = B_{\delta 2н}\frac{t_z}{k_{з.с}b_z'} = 0,915\frac{0,679}{0,95\cdot 0,369} = 1,77 \text{ Тл.}$$

По кривой намагничивания находим значения напряженностей поля в зубцах

$$H_{z\,мин} = 29,2 \text{ А/см}, \; H_{z\,ср} = 67 \text{ А/см}, \; H_{z\,макс} = 153 \text{ А/см}.$$

Расчетная напряженность поля

$$H_z = \frac{H_{z\,макс} + 4H_{zср} + H_{z\,мин}}{6} = \frac{29,2 + 4\cdot 67 + 153}{6} = 75,1 \text{ А/см.}$$

МДС зубцов якоря на пару полюсов $F_z = H_z 2H_z = 75,1\cdot 2\cdot 1,03 = 154,6$ А.

Расчет МДС спинки якоря

Магнитная индукция в спинке якоря

$$B_{ja} = (\Phi_{\delta 2н}\cdot 10^4)/(2h_{ja}lk_{з.с}) = (51,2\cdot 10^{-4}\cdot 10^4)/(2\cdot 2\cdot 8,4\cdot 0,95) = 1,59 \text{ Тл.}$$

Длина магнитной силовой линии $L_{ja} = \pi D_{jaср}/2p = \pi\cdot 21,56/6 = 11,25$ см;

$$D_{jaср} = D + 2h_z + h_{ja} = 17,5 + 2\cdot 1,03 + 2 = 21,56 \text{ см.}$$

Напряженность магнитного поля в спинке якоря $H_{ja} = 56,4$ А/см.

МДС спинки якоря $F_{ja} = \xi H_{ja}L_{ja} = 0,27\cdot 56,4\cdot 11,25 = 171$ А.

Суммарное падение магнитного напряжения в якоре

$$F_{12н} = F_\delta + F_z + F_{ja} = 1070 + 154,7 + 171 = 1395,6 \text{ А.}$$

МДС реакции якоря при двойной перегрузке

$$F_{a2н} = 0,9m\,(w_ф k_о/p)\,I_{2н} = 0,9\cdot 3\,[(18\cdot 0,826)/3]\,2\cdot 166,7 = 4400 \text{ А.}$$

Синхронное индуктивное сопротивление реакции якоря по продольной оси

$$X_{ad} = \frac{U_н}{I_н} \frac{F_a}{F'_{\delta 0}} k_d = \frac{120}{166,7} \cdot \frac{2200}{968} \cdot 0,83 = 1,36 \text{ Ом}.$$

$$\Phi_{\delta 0} = \frac{U_н}{4k_ф k_0 f w_ф} = \frac{120}{4 \cdot 1,10 \cdot 0,826 \cdot 400 \cdot 18} = 46,5 \cdot 10^{-4} \text{ Вб},$$

$$B_{\delta 0} = \frac{\Phi_{\delta 0}}{\alpha_i \tau l} = \frac{46,5 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4}{0,73 \cdot 9,163 \cdot 8,1} = 0,83 \text{ Тл},$$

$$F'_{\delta 0} = 1,6 \delta k_\delta B_{\delta 0} \cdot 10^4 = 1,6 \cdot 0,065 \cdot 1,125 \cdot 0,83 \cdot 10^4 = 968 \text{ А}.$$

Определяем k_d по рис. 2.42, *а*.

Синхронное индуктивное сопротивление реакции якоря по поперечной оси

$$X_{aq} = \frac{U_н}{I_н} \frac{F_a}{F_{\delta 0}} k_q = \frac{120}{166,7} \frac{2200}{968} \cdot 0,44 = 0,77 \text{ Ом}.$$

С учетом насыщения

$$X_{aqн} = \frac{X_{aq}}{1 - (k_\mu - 1) k_q} = \frac{0,77}{1 - (1,305 - 1) 0,44} = 0,888 \text{ Ом};$$

$$k_\mu = F_1/F_\delta = 1395,6/1070 = 1,305.$$

Синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси

$$X_d = X_s + X_{ad} = 0,03636 + 1,36 = 1,396 \text{ Ом}.$$

Синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси

$$X_q = X_s + X_{aq} = 0,03636 + 0,77 = 0,806 \text{ Ом};$$

с учетом насыщения

$$X_{qн} = X_s + X_{aqн} = 0,03636 + 0,888 = 0,924.$$

Из векторной диаграммы напряжений (см. рис. 2.41) определяем угол ψ

$$\sin\psi = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{U_н \cos\varphi + 2I_н r_a}{U_н \sin\varphi + 2I_н X_{qн}}\right)^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{120 \cdot 0,8 + 2 \cdot 166,7 \cdot 0,01526}{120 \cdot 0,6 + 2 \cdot 166,7 \cdot 0,924}\right)^2}} = 0,964.$$

МДС реакции якоря по продольной оси

$$F_{ad2н} = F_{a2н} k_d \sin\psi = 4400 \cdot 0,83 \cdot 0,964 = 3520 \text{ А}.$$

Продольная составляющая расчетной ЭДС

$$E_{d2н} = \sqrt{E_{i2н}^2 - (2I_н X_{aqн} \cos\psi)^2} = \sqrt{132^2 - (2 \cdot 166,7 \cdot 0,888 \cdot 0,2674)^2} = 105,62 \text{ В}.$$

Продольная составляющая МДС цепи якоря при двойной перегрузке

$$F_{1d2н} = F_{i2н} E_{d2н}/E_{i2н} = 1395,6 \cdot 105,62/132 = 1116,7 \text{ А}.$$

Продольная МДС якоря при двойной перегрузке, приведенная к полюсным башмакам, $F_{\text{п}d2\text{н}} = F_{1d2\text{н}} + F_{ad2\text{н}} = 1116{,}7 + 3520 = 4636{,}7$ А.

Продольный поток в рабочем зазоре при двойной перегрузке

$$\Phi_{d2\text{н}} = \Phi_{\delta 2\text{н}} E_{d2\text{н}}/E_{l2\text{н}} = 51{,}2\cdot 10^{-4}\cdot 105{,}62/132 = 40{,}96\cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Поток дифференциального рассеяния индуктора при двойной перегрузке

$$\Phi_{s\text{д}} = \Phi_{\delta 2\text{н}} \frac{F_{a2\text{н}} k_d \sin\psi}{F_{12\text{н}}} k_{s\text{д}} = 51{,}2\cdot 10^{-4}\cdot \frac{4400\cdot 0{,}83\cdot 0{,}964}{1395{,}6} 0{,}051 =$$

$$= 6{,}587\cdot 10^{-4} \text{ Вб};$$ $k_{s\text{д}}$ — согласно рис. 2.37.

Магнитный поток на выходе индуктора

$$\Phi_{\text{п}d} = \Phi_{d2\text{н}} + \Phi_{s\text{д}} = 40{,}96\cdot 10^{-4} + 6{,}587\cdot 10^{-4} = 47{,}547\cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Поток рассеяния в сердечнике полюса

$$\Phi_{s\text{п}} = F_{\text{п}d2\text{н}} G_{s\text{п}} = 4636{,}7\cdot 27{,}2\cdot 10^{-8} = 12{,}61\cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Магнитный поток в сердечнике полюса

$$\Phi_m = \Phi_{\text{п}d} + \Phi_{s\text{п}} = 47{,}547\cdot 10^{-4} + 12{,}61\cdot 10^{-4} = 60{,}157\cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Магнитная индукция в сердечнике полюса

$$B_m = \frac{\Phi_m\cdot 10^4}{b_m l_m k'_{\text{з.с}}} = \frac{60{,}157\cdot 10^{-4}\cdot 10^4}{3{,}66\cdot 8{,}9\cdot 0{,}98} = 1{,}884 \text{ Тл}.$$

Напряженность поля $H_m = 47$ А/см.

МДС полюсов (см. рис. 2.23) $F_m = H_m L_m \approx 2H_m h_p = 2\cdot 47\cdot 4{,}4 = 413{,}6$ А.

Магнитный поток рассеяния в ярме индуктора

$$\Phi_{sj} = F_{\text{п}d2\text{н}} G_{sj} = 4636{,}7\cdot 31\cdot 10^{-8} = 14{,}37\cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Магнитный поток в ярме индуктора

$$\Phi_{jm} = \Phi_{\text{п}d} + \Phi_{sj} = 47{,}547\cdot 10^{-4} + 14{,}37\cdot 10^{-4} = 61{,}92\cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Магнитная индукция в ярме

$$B_{jm} = \frac{\Phi_{jm}}{2 l_m h_{jm} k_{\text{з.с}}} = \frac{61{,}92\cdot 10^{-4}\cdot 10^4}{2\cdot 8{,}9\cdot 1{,}83\cdot 0{,}98} = 1{,}94 \text{ Тл}.$$

Напряженность поля в ярме $H_{jm} = 58{,}8$ А/см.

МДС ярма индуктора

$$F_{jm} = H_{jm} L_{jm} = 58{,}8\cdot 3{,}8 = 223{,}44 \text{ А};$$

$$L_{jm} = \frac{\pi (D_\text{в} + h_{jm})}{2p} = \frac{\pi(5{,}4 + 1{,}83)}{6} = 3{,}8 \text{ см}.$$

МДС обмотки возбуждения при двойной перегрузке

$$F_{\text{в}2\text{н}} = F_{\text{п}d2\text{н}} + F_m + F_{jm} = 4636{,}7 + 413{,}6 + 223{,}44 = 5273{,}7 \text{ А}.$$

Расчет обмотки возбуждения

Площадь поперечного сечения провода обмотки возбуждения

$$S_в = \frac{F_{в2н} p l_{в.ср}(1+0,004\vartheta_в)}{57U_в} = \frac{5273,7\cdot 3\cdot 0,3135(1+0,004\cdot 180)}{57\cdot 45} = 3,326 \text{ мм}^2.$$

Средняя длина витка обмотки возбуждения (2.182)

$$l_{в.ср} = 2[(l_m + 2\Delta_{г.п}) + 2\Delta_{из}] + \pi b_к = 2[(8,9+2\cdot 0,5)+2\cdot 0,05] + \pi\, 1,285 =$$

$$= 31,35 \text{ см} = 0,3135 \text{ м}.$$

Принимаем $b_к \approx a_р$.

Напряжение на обмотке возбуждения выбираем $U_в = 45$ В.

Выбираем провод $\dfrac{1\times 3,55}{1,14\times 3,71}$ марки ПНЭТП $S_в = 3,337$ мм².

Ток в обмотке возбуждения $I_{в2н} = S_в j_{в2н} = 3,37\cdot 17 = 56,7$ А.

Число витков на полюс

$$w_{в.п} = F_{в2н}/(2I_{в2н}) = 5273,7/(2\cdot 56,7) = 46,5; \text{ принимаем } w_п = 46.$$

Уточненное значение тока в обмотке

$$I_{в2н} = 5273,7/(2\cdot 46) = 57,32 \text{ А}.$$

Укладка витков в катушке. Первые 4 ряда: 4×8=32 витка; 5-й и 6-й ряды 2×5=10 витков; 7-й и 8-й ряды 2×2=4 витка.

Электрическое сопротивление обмотки возбуждения

$$r_{в20°C} = \frac{2pw_{в.п} l_{в.ср}}{57S_в} = \frac{2\cdot 3\cdot 46\cdot 0,3135}{57\cdot 3,337} = 0,455 \text{ Ом}.$$

$$r_{в\vartheta} = r_{в20°C}(1+0,004\Delta\vartheta_в) = 0,455(1+0,004\cdot 180) = 0,78 \text{ Ом}.$$

Максимальная мощность возбуждения

$$P_{в.м} = U_{в2н} I_{в2н} = I^2_{в2н}\, r_{в\vartheta} = 57,32^2\cdot 0,78 = 2562,7 \text{ Вт}.$$

Расчет номинального режима

Для номинального тока нагрузки генератора проводятся поверочные расчеты параметров генератора по методике предшествующих расчетов:

$$E_l = 126 \text{ В};\ \Phi_\delta = (E_l/E_{l2н})\Phi_{\delta 2н} = 48,9\cdot 10^{-4} \text{ Вб};$$

$$B_\delta = (E_l/E_{l2н}) B_{\delta 2н} = 0,874 \text{ Тл};\ F_\delta = 1020 \text{ А};\ B'_{z\,мин} = 1,42 \text{ Тл};$$

$$B'_{z\,ср} = 1,545 \text{ Тл};\ B'_{z\,макс} = 1,69 \text{ Тл};\ B_{ja} = 1,52 \text{ Тл};\ F_z = 127,4 \text{ А};$$

$$F_{ja} = 109,5 \text{ А};\ F_1 = 1191,3 \text{ А};\ F_a = 2200 \text{ А};$$

$$k_\mu = 1,17;\ X_{aqн} = 0,832 \text{ Ом};\ X_{qн} = 0,868 \text{ Ом};$$

$$\sin\psi = 0,91;\ F_{ad} = 1661 \text{ А};\ E_d = 112,43 \text{ В};$$

$$F_{1d} = 1063 \text{ А};\ F_{пd} = 2724 \text{ А};\ \Phi_d = 43,68\cdot 10^{-4} \text{ Вб};$$

$$\Phi_{sд} = 3,478\cdot 10^{-4} \text{ Вб};\ \Phi_{пd} = 47,11\cdot 10^{-4} \text{ Вб};\ \Phi_{sп} = 7,41\cdot 10^{-4} \text{ Вб};$$

$$\Phi_m = 54,52\cdot 10^{-4} \text{ Вб};\ B_m = 1,71 \text{ Тл};\ H_m = 21,8 \text{ А/см};$$

$$F_m = 192\ \text{А};\ \Phi_{sj} = 8,12\cdot10^{-4}\ \text{Вб};\ \Phi_{jm} = 55,23\cdot10^{-4}\ \text{Вб};$$

$$B_{jm} = 1,73\ \text{Тл};\ H_{jm} = 23,4\ \text{А/см};\ F_{jm} = 89\ \text{А};$$

$$F_\text{в} = 3005\ \text{А};\ I_\text{в.н} = 32,7\ \text{А};\ U_\text{в.н} = I_\text{в} r_{\text{в}\vartheta} = 32,7\cdot0,78 = 25,5\ \text{В};\ P_\text{в.н} = 833\ \text{Вт}.$$

Расчет режима холостого хода

Для режима холостого хода МДС реакции якоря равна нулю.

Расчет режима холостого хода сводится к расчету магнитной цепи генератора при $E_i = E_0 = U_\text{н}$. Методика расчета магнитной цепи аналогична ранее использованной. Результаты расчета приведены ниже.

$$\Phi_{\delta 0} = 46,5\cdot10^{-4}\ \text{Вб};\ B_{\delta 0} = 0,83\ \text{Тл};\ F_{\delta 0} = 968\ \text{А};$$

$$B'_{z\,\text{мин}} = 1,355\ \text{Тл};\ B'_{z\,\text{ср}} = 1,405\ \text{Тл};\ B'_{z\,\text{макс}} = 1,54\ \text{Тл};$$

$$H_{z\,\text{мин}} = 10\ \text{А/см};\ H_{z\,\text{ср}} = 14,4\ \text{А/см};\ H_{z\,\text{макс}} = 41,4\ \text{А/см};$$

$$F_z = 37,4\ \text{А};\ B_{ja} = 1,45\ \text{Тл};\ H_{ja} = 21,4\ \text{А/см};\ F_{ja} = 66,5\ \text{А};$$

$$F_1 = 1071,9\ \text{А};\ k_\mu = 1,11;\ \Phi_{s\text{п}} = 2,92\cdot10^{-4}\ \text{Вб};$$

$$\Phi_m = 49,42\cdot10^{-4}\ \text{Вб};\ B_m = 1,54\ \text{Тл};\ H_m = 11,7\ \text{А/см};\ F_m = 103\ \text{А};$$

$$\Phi_{sj} = 3,16\cdot10^{-4}\ \text{Вб};\ \Phi_{jm} = 49,66\cdot10^{-4}\ \text{Вб};\ B_{jm} = 1,6\ \text{Тл};$$

$$H_{jm} = 14,2\ \text{А/см};\ F_{jm} = 54\ \text{А};\ F_\text{в} = F_1 + F_m + F_{jm} = 1228\ \text{А};$$

$$I_{\text{в}0} = 13,33\ \text{А};\ U_{\text{в}0} = 9,74\ \text{В};\ P_{\text{в}0} = 138,5\ \text{Вт}.$$

Полученные три значения тока возбуждения $I_{\text{в}2\text{н}}$, $I_{\text{в н}}$ и $I_{\text{в}0}$ определяют три точки регулировочной характеристики. Для построения этой характеристики $I_\text{в} = f(I)$ задаются еще несколькими значениями тока нагрузки и проводят расчеты, аналогичные предыдущим.

Определение массы активных материалов генератора

Масса меди обмотки якоря (2.281)

$$M_{\text{м}a} = m w_\text{ф} a_1 a_2 l_{a\,\text{ср}} S_a \gamma_\text{м}\cdot10^{-5} = 3\cdot18\cdot3\cdot1\cdot37,54\cdot4,14\cdot8,9\cdot10^{-5} = 2,245\ \text{кг}.$$

Масса меди обмотки возбуждения (2.282)

$$M_\text{м.в} = w_\text{в.п} 2p l_\text{в.ср} S_\text{в} \gamma_\text{м}\cdot10^{-5} = 46\cdot6\cdot31,85\cdot3,337\cdot8,9\cdot10^{-5} = 2,57\ \text{кг}.$$

Масса меди демпферной клетки (2.283)

$$M_\text{м.у} = [S_\text{у} n_\text{у} 2p l_\text{ст} + 2\pi D_\text{к} S_\text{к}]\,\gamma_\text{м}\cdot10^{-5} = [7,03\cdot8\cdot2\cdot3\cdot8,9 + 2\pi\cdot17\cdot22,5]\,8,9\cdot10^{-5} = 0,43\ \text{кг}.$$

Масса зубцов якоря

$$M_z = [\pi(D + h_z)\,h_z - S_\text{п} z]\,l\gamma_\text{ст} k_\text{з.с}\cdot10^{-3} = [\pi(17,5 + 1,03)\,1,03 - 0,3281]\times 8,4\cdot7,8\cdot0,95\cdot10^{-3} = 2,075\ \text{кг};$$

Масса ярма якоря

$$M_{ja} = \pi(D + 2h_z + h_{ja})\,h_{ja}\,l\gamma_\text{ст} k_\text{з.с}\cdot10^{-3} = \pi(17,5 + 2\cdot1,03 + 2)\times 2\cdot8,4\cdot7,8\cdot0,95\cdot10^{-3} = 7,35\ \text{кг}.$$

Масса полюсов

$$M_п = [b_m h_m + b_{п.б} h_{п.б.ср}]\, 2 p l_m \gamma_{ст} k_{з.с} \cdot 10^{-3} = [3,66 \cdot 3,2 + 6,23 \cdot 0,97] \times$$
$$\times 2 \cdot 3 \cdot 8,9 \cdot 8,0 \cdot 0,95 \cdot 10^{-3} = 7,18 \text{ кг.}$$

Масса ярма индуктора

$$M_{jm} = \pi (D_р - 2h_р - h_{jm})\, h_{jm} l_{jm} \gamma_{ст} k_{з.с} \cdot 10^{-3} = \pi (17,37 - 2 \cdot 4,4 - 1,83) \times$$
$$\times 1,83 \cdot 8,9 \cdot 8,0 \cdot 0,95 \cdot 10^{-3} = 2,62 \text{ кг.}$$

Масса активных материалов

$$M_а = M_{м.а} + M_{м.в} + M_{м.у} + M_z + M_{ja} + M_п + M_{jm} = 2,245 + 2,57 +$$
$$+ 0,48 + 2,075 + 7,35 + 7,18 + 2,62 = 24,55 \text{ кг.}$$

Определение потерь и КПД основного генератора в номинальном режиме

Потери в меди обмотки якоря

$$P_{ма} = m I_н^2 r_{a\vartheta} = 3 \cdot 166,7^2 \cdot 0,0153 = 1275 \text{ Вт.}$$

Потери в меди обмотки возбуждения

$$P_{м.в} = I_{в.н}^2 r_{в\vartheta} = 32,7^2 \cdot 0,78 = 833 \text{ Вт.}$$

Потери в демпферной клетке

$$P_у = 0,001\, P_н \cos\varphi = 0,001 \cdot 60\,000 \cdot 0,8 = 48 \text{ Вт.}$$

Потери в стали зубцов (2.302)

$$P_z = P_0 k_т (B_z)^2 (f/400)^{1,5} M_z = 36,2 \cdot 2 \cdot (1,545)^2 \cdot (400/400)^{1,5} \cdot 2,075 = 358 \text{ Вт.}$$

Потери в ярме якоря (2.303)

$$P_{ja} = P_0 k_т (B_{ja})^2 (f/400)^{1,5} M_{ja} = 36,2 \cdot 1,4\, (1,52)^2\, (400/400)^{1,5} \cdot 7,35 = 858 \text{ Вт.}$$

Поверхностные потери в полюсных башмаках:

а) при холостом ходе

$$P_{пов\,0} = 14,9 k_{0п} (\delta/\delta_{макс}) (B_\delta \tau k_\delta)^2 \frac{k_ш S_р}{\sqrt{z/p}} \sqrt{\left(\frac{f}{400}\right)^3} = 14,9 \cdot 2,5 \cdot 1\, (0,874 \times$$
$$\times 9,163 \cdot 1,125)^2 \frac{4,55 \cdot 343 \cdot 10^{-4}}{\sqrt{81/3}} \sqrt{\left(\frac{400}{400}\right)^3} = 91 \text{ Вт;}$$

б) при нагрузке дополнительные

$$P_{пов.н} = 5,88 k_{0п} k_{\beta 1} \left(\frac{t_z}{\delta}\right)^2 \left(\frac{A\tau}{10^3}\right)^2 \frac{k_п S_p}{\sqrt{z/p}} \sqrt{\left(\frac{f}{400}\right)^3} =$$
$$= 5,88 \cdot 2,5 \cdot 0,75 \left(\frac{0,679}{0,065}\right)^2 \left(\frac{327,5 \cdot 9,163}{10^3}\right)^2 \frac{0,275 \cdot 343 \cdot 10^{-4}}{\sqrt{81/3}} \times$$
$$\times \sqrt{\left(\frac{400}{400}\right)^3} = 19,5 \text{ Вт.}$$

Суммарные поверхностные потери

$$P_{пов} = P_{пов0} + P_{пов.н} = 91 + 19,5 = 110,5 \text{ Вт.}$$

Потери на трение в подшипниках и о воздух

$$P_{\text{мех}} = 0{,}05\,P_1 = 0{,}05 \cdot 48\,000 = 2400 \text{ Вт},$$

$$P_1 = P_{\text{н}} \cos\varphi = 60\,000 \cdot 0{,}8 = 48\,000 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери основного генератора

$$\sum P = P_{\text{м}a} + P_{\text{м.в}} + P_{\text{у}} + P_z + P_{ja} + P_{\text{пов}} + P_{\text{мех}} = 1275 + 833 + 48 + + 358 + 858 + 110{,}5 + 2400 = 5882{,}5 \text{ Вт} = 5{,}8825 \text{ кВт}.$$

КПД генератора

$$\eta = 1 - \sum P/(P_{\text{н}} \cos\varphi + \sum P) = 1 - 5{,}8825/(60 \cdot 0{,}8 + 5{,}8825) = 0{,}891.$$

Определение параметров синхронного генератора в относительных единицах

Активное сопротивление обмотки якоря

$$r^*_{a\vartheta} = r_{a\vartheta}\, I_{\text{н}}/U_{\text{н}} = 0{,}01526 \cdot 166{,}7/120 = 0{,}0213.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря

$$X^*_s = X_s I_{\text{н}}/U_{\text{н}} = 0{,}03636 \cdot 166{,}7/120 = 0{,}0506.$$

Индуктивное сопротивление реакции якоря по продольной **оси**

$$X^*_{ad} = k_d F_a / F'_{\delta 0} = (0{,}83 \cdot 2200)/968 = 1{,}88.$$

Индуктивное сопротивление реакции якоря по поперечной **оси**

$$X^*_{aq} = k_q F_a / F'_{\delta 0} = \frac{0{,}44 \cdot 2200}{968} = 1{,}0;$$

$$X^*_{aq\text{н}} = \frac{X^*_{aq}}{1 - (k_\mu - 1)\,k_q} = \frac{1{,}0}{1 - (1{,}17 - 1)\,0{,}44} = 1{,}05.$$

Синхронные индуктивные сопротивления:

а) по продольной оси

$$X^*_d = X^*_{ad} + X^*_s = 1{,}88 + 0{,}0506 = 1{,}9306;$$

б) по поперечной оси

$$X^*_{q\text{н}} = X^*_{aq\text{н}} + X^*_s = 1{,}05 + 0{,}0506 = 1{,}1006.$$

Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения (2.239)

$$X^*_{\text{в}} = 1{,}27 k_d X^*_{ad} \left(1 + \frac{2F_{\delta 0} l_m \sum \lambda_{\text{в}}}{\Phi_{\delta 0} \cdot 10^8 \cdot 0{,}4\pi}\right) = 1{,}27 \cdot 0{,}83 \cdot 1{,}88 \times \times \left(1 + \frac{2 \cdot 968 \cdot 8{,}9 \cdot 1{,}2}{46{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot 10^8 \cdot 0{,}4\pi}\right) = 2{,}054.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения

$$X^*_{\text{в}s} = X^*_{\text{в}} - X^*_{ad} = 2{,}054 - 1{,}88 = 0{,}174.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния демпферной клетки

а) по продольной оси (2.245)

$$X^*_{ysd} = 2\pi k_ф \frac{F_a}{\Phi_{\delta 0}\cdot 10^8} l\lambda_{п.у}\left[0,5 - 0,6\alpha_у - \frac{\alpha_у^2}{(n_у-1)^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{\alpha_у^2}{n_у - 1}(2,3 - {}^4/_3\alpha_у)(1 + k_{\lambda\ к.у})\right] = 2\pi\cdot 1,10\cdot \frac{2200}{46,5\cdot 10^{-4}\cdot 10^8} \times$$

$$\times 8,4\cdot 2,15\left[0,5 - 0,6\cdot 0,583 - \frac{0,583^2}{(8-1)^2} + \frac{0,583^2}{8-1}(2,3 - {}^4/_3\cdot 0,583)(1+0,863)\right] =$$

$$= 0,165;$$

б) по поперечной оси (2.246)

$$X^*_{ysq} = 2\pi k_ф \frac{F_a}{\Phi_{\delta 0}\cdot 10^8} l\lambda_{п.у}\left[\frac{\alpha'^2_у}{n_у}(2,3 - {}^4/_3\alpha'_у) + k_{\lambda\ к.у}\frac{t_у}{\tau}\right] =$$

$$= 2\pi\cdot 1,10\cdot \frac{2200}{46,5\cdot 10^{-4}\cdot 10^8}\cdot 8,4\cdot 2,15\left[\frac{0,665^2}{8}(2,3 - {}^4/_3\cdot 0,665) + \right.$$

$$\left. + 0,863\frac{0,76}{9,163}\right] = 0,0885.$$

Активное сопротивление обмотки возбуждения

$$r^*_в = r_{в\vartheta}\frac{3}{2}\left(\frac{\frac{4}{\pi}k_d w_ф k_0}{2pw_{в.п}}\right)^2 \frac{I_н}{U_н} = 0,78\cdot\frac{3}{2}\times$$

$$\times\left(\frac{\frac{4}{\pi}\cdot 0,83\cdot 18\cdot 0,815}{2\cdot 3\cdot 46}\right)^2 \frac{166,7}{120} = 0,0048.$$

Переходное индуктивное сопротивление по продольной оси (2.251)

$$X'_d = X^*_s + \frac{X^*_{ad}X^*_{вs}}{X^*_{ad} + X^*_{вs}} = 0,0506 + \frac{1,88\cdot 0,174}{1,88 + 0,174} = 0,2106.$$

Переходное индуктивное сопротивление по поперечной оси

$$X'_q = X^*_{qн} = 1,1006.$$

Сверхпереходное индуктивное сопротивление по продольной оси (2.253)

$$X^{*''}_d = X^*_s + \frac{1}{1/X^*_{ad} + 1/X^*_{вs} + 1/X^*_{ysd}} = 0,0506 +$$

$$+ \frac{1}{1/1,88 + 1/0,174 + 1/0,165} = 0,1316.$$

Сверхпереходное индуктивное сопротивление по поперечной оси

$$X''_q = X^*_s + X^*_{aqн}X^*_{ysq}/(X^*_{aqн} + X^*_{ysq}) = 0,0506 + (1,05\cdot 0,0885)/(1,05 + 0,0885) =$$
$$= 0,1326.$$

Индуктивное сопротивление обратной последовательности

$$X^*_2 = (X^{*''}_d + X^{*''}_q)/2 = (0,1316 + 0,1326)/2 = 0,1321.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Электроснабжение летательных аппаратов. Под ред. проф. *Коробана Н. Т.* — Машиностроение, 1975.

2. *Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А.* Проектирование электрических машин. — М.: Энергия, 1969.

3. *Бертинов А. И.* Авиационные электрические генераторы. — Оборонгиз, 1959.

4. *Бертинов А. И.* Проектирование самолетных электрических машин. Выбор главных размеров. — Оборонгиз, 1953.

5. *Ризник Г. А., Бертинов А. И.* Проектирование авиационных электрических машин постоянного тока. — Оборонгиз, 1958.

6. *Науменко В. И., Клочков О. Г.* Авиационные электрические машины с интенсивным охлаждением. — Машиностроение, 1977.

7. *Балагуров В. А.* Проектирование авиационных генераторов переменного тока. Часть I. — МЭИ, 1970; часть II, 1973; часть III, 1975.

8. *Балагуров В. А., Сугробов А. М.* Проектирование авиационных генераторов переменного тока. Часть IV. — МЭИ, 1976.

9. *Свечников С. В.* Основы технической электроники. — Гостехиздат, УССР, 1961.

10. *Лотоцкий В. Л., Айзенштейн Б. М.* Некоторые особенности расчета вентильных генераторов постоянного тока с пониженным уровнем пульсаций выходного напряжения. Труды МИРЭА, вып. 47, 1970.

11. *Андреев В. Г., Зечихин Б. С., Радько М. С.* Бесконтактные синхронные генераторы с внутризамкнутым магнитопроводом. — МАИ им. Серго Орджоникидзе, 1970.

12. *Альпер Н. Я., Терзян А. А.* Индукторные генераторы. — Энергия, 1970.

13. *Шаров В. С.* Электромашинные индукторные генераторы. — Госэнергоиздат, 1961.

14. *Зечихин Б. С.* Индукторные генераторы повышенной частоты. — МАИ им. С. Орджоникидзе, 1968.

15. *Галтеев Ф. Ф., Тыричев П. А.* Проектирование индукторных генераторов комбинированного возбуждения. — Часть I. — МЭИ, 1976; часть II, 1977.

16. *Лопухина Е. М., Самихина Г. С.* Расчет асинхронных электродвигателей однофазного и трехфазного тока. — ГЭИ, 1961.

17. *Торопцев Н. Д.* Авиационные асинхронные генераторы. — Транспорт, 1970.

18. *Алюшин Г. Н., Торопцев Н. Д.* Асинхронные генераторы повышенной частоты. — Машиностроение, 1974.

19. *Костенко М. П.* Электрические машины. — Госэнергоиздат, 1949.

20. *Балагуров В. А., Ледовский А. Н., Сугробов А. М.* Определение высших гармоник напряжения и тока трехфазных индукторов. — Электричество, 1975, № 2, с. 66—70.

21. *Романов М. А.* Регулирование напряжения самолетных генераторов и его влияние на весовые и габаритные соотношения генераторов. В кн.: Самолетное электрооборудование. — Оборонгиз, 1960, с. 21—36.

22. *Поспелов Л. И.* Конструкции авиационных электромашин. — Энергия, 1982.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Владимир Александрович Балагуров

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Зав. редакцией *Н. И. Хрусталева.* Редактор *З. Г. Овсянникова.* Мл. редакторы *Т. Ф. Артюхина, С. Ф. Шабарина.* Переплет художника *В. З. Казакевича.* Художественный редактор *Н. К. Гуторов.* Технический редактор *А. К. Нестерова.* Корректор *В. В. Кожуткина*

ИБ № 2677

Изд. № Стд—326. Сдано в набор 16.10.81. Подп. в печать 22.01.82. Т-02224 Формат 60×90¹/₁₆ Бум. тип. № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 17 усл. печ. л. 17 усл. кр.-отт. 15,66 уч.-изд. л. Тираж 15 000 экз. Зак. № 2341. Цена 80 коп.

Издательство «Высшая школа», Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14

Московская типография № 8 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Хохловский пер., 7.